R. BESSON

Aide-Mémoire

ELECTRONIQUE

RADIO

TV

HIFI

Dunod

AIDE - MÉMOIRE

ELECTRONIQUE
RADIO - TV - HIFI

Dunod

© Bordas, Paris 1985
ISBN 2-04-015937-1

" Toute représentation ou reproduction, intégrale ou partielle, faite sans le consentement de l'auteur, ou de ses ayants-droit, ou ayants-cause, est illicite (loi du 11 mars 1957, alinéa 1er de l'article 40). Cette représentation ou reproduction, par quelque procédé que ce soit, constituerait une contrefaçon sanctionnée par les articles 425 et suivants du Code pénal. La loi du 11 mars 1957 n'autorise, aux termes des alinéas 2 et 3 de l'article 41, que les copies ou reproductions strictement réservées à l'usage privé du copiste et non destinées à une utilisation collective d'une part, et, d'autre part, que les analyses et les courtes citations dans un but d'exemple et d'illustration "

AVANT-PROPOS

Chacun sait que l'électronique progresse à pas de géant. C'est pourquoi un livre traitant de ce sujet doit être revu périodiquement, afin d'être à jour et le plus utile au lecteur.
Un *aide-mémoire* mérite vraiment son nom pour les bases, telles que les normes, les unités et les formules de l'électricité et de l'électronique.
Par contre, lorsqu'on aborde les composants passifs ou actifs, ce livre se transforme en *mini-technologie.* En effet, il faut avoir des notions sur les produits, la fabrication, les caractéristiques et les utilisations de chacun d'eux.
Enfin, lorsqu'on atteint les différentes familles de matériels de l'électronique grand public, c'est une *mini-encyclopédie* qui serait son titre le plus approprié, si on ne craignait pas d'être pédant.
En effet, pour la radio, la télévision, l'acoustique, la sonorisation et la haute-fidélité, il faut être le plus complet possible, tout en restant concis, afin de ne pas trop augmenter le nombre de pages.
C'est dans cet esprit que la troisième édition de cet ouvrage a été préparée.
Pour les composants passifs, il a suffit de mettre à jour les caractéristiques des différents produits.
Par contre, la situation est différente pour les composants actifs dont la technologie progresse très rapidement. Les circuits intégrés sont conçus grâce à des ordinateurs puissants, leur fabrication demande une précision remarquable, car on obtient des motifs de gravure de 2 µm en production courante et on étudie le trait de 1 µm de largeur. Ce tour de force nécessite l'emploi de machines nouvelles qu'il faut décrire.
Les différentes familles de produits se diversifient et se complètent permettant des applications nouvelles.
L'optoélectronique connaît une croissance rapide à laquelle il faut ajouter celle se rapportant aux fibres optiques.
Il a été jugé nécessaire d'ajouter un chapitre consacré aux Lasers dont les applications sont chaque jour plus nombreuses.
Par contre, le chapitre se rapportant à la Radioélectricité a été allégé, en ne conservant que l'explication des schémas de base les plus récents.
C'est la Télévision qui a connu la plus spectaculaire extension par la création de six sous-chapitres qui traitent respectivement :
— des principes et des systèmes de télévision en noir et blanc et en couleur,
— des tubes cathodiques performants et simples à employer,
— des récepteurs de plus en plus complexes, dotés de la commande à microprocesseur, multistandards, équipés pour la réception du nou-

veau standard VHF pour la télévision à péage *« Canal plus »,* ainsi que pour les magazines *Antiope,*

— des antennes de réception,
— des satellites de télévision directe,
— des magnétoscopes.

Le lecteur dispose, ainsi, d'un ensemble complet et à la page, concernant tous les aspects de la télévision.

Les chapitres consacrés à l'acoustique et à la sonorisation ont été peu retouchés. Ce n'est pas le cas de celui consacré à la haute-fidélité qui a été sérieusement revu pour tenir compte des caractéristiques des matériels actuels, sans oublier les nouveaux, tels le *Compact Disc* numérique audio.

Cette troisième édition est maintenant livrée à l'appréciation de nos lecteurs ; nous espérons qu'ils seront pleinement satisfaits des efforts faits pour leur proposer une étude parfaitement mise à jour en ce domaine complexe.

R.B.

TABLE DES MATIÈRES

A Normes et Unités 9
1. Organismes de normalisation 9
2. Codifications 9
3. Définitions 10
4. Unités de mesure 11

B Électricité 23
1. La matière 23
2. Magnétisme-électromagnétisme 25
3. Le courant continu 31
4. Le courant alternatif 32

C Résistances 41
1. Résistance en continu 41
2. Résistance en alternatif 50
3. Normalisations et différents types 51
4. Résistances variables 59

D Condensateurs 63
1. Condensateur en continu 63
2. Condensateur en alternatif 65
3. Différents modèles, caractéristiques, normes 67

E Self-induction 77
1. Calcul d'une bobine de self-induction 77
2. Transformateurs 87
3. Circuit magnétique 89
4. Le fil et les isolants 93
5. Transformateur d'alimentation 97
6. Différents types de filtres 100
7. Transformateur basse fréquence 104
8. Bobinages haute fréquence 106

F Piézo-électricité 109

G Semi-conducteurs 113
1. Définitions 113
2. Principaux semi-conducteurs 114
3. Code de désignation des semi-conducteurs 118

H Diodes à semi-conducteurs 121
1. Définitions 121
2. Principaux types : détection, redressement et commutation 125
3. Diodes spéciales 131

I Transistors 143
1. Principe 143
2. Symboles et paramètres 145
3. Différents modèles 157
4. Transistors spéciaux 160

J Circuits intégrés 167
1. Principe 167
2. Technologie de base 168
3. Circuits bipolaires linéaires ou analogiques 173

4. La logique 175
5. Circuits bipolaires logiques 181
6. Circuits unipolaires logiques 183
7. Microprocesseurs et micro-ordinateurs 187

K Opto-électronique 191
1. Unités photométriques 191
2. Principe de l'émission de photons dans un semi-conducteur 194
3. Diodes électroluminescentes (LED ou DEL) 195
4. Récepteurs de lumière 196
5. Cellules solaires 198
6. Photocoupleurs 200
7. Cristaux liquides 200
8. Liaisons par fibre optique 202

K* Lasers 205
1. Principe du laser à gaz 205
2. Principe du laser à semi-conducteur 206
3. Principaux types de lasers 208

L Éléments non linéaires 209
1. Résistances à coefficient de température négatif (C.T.N.) 209
2. Résistances à coefficient de température positif (C.T.P.) 211
3. Résistances variables avec la tension (V.D.R. - varistors) 213
4. Résistances variables avec le champ magnétique (M.D.R. - magnétorésistances) 215
5. Générateurs a effet Hall 215

M Accumulateurs et piles 217
1. Accumulateurs au plomb 217
2. Accumulateurs alcalins : cadmium-nickel 218
3. Accumulateurs à l'argent 219
4. Pile à couple Zn - C 219
5. Couples électrochimiques modernes 222
6. Piles spéciales en étude 224
7. D.D.P. de contact 225
8. Effet thermo-électrique 226

N Radio-électricité 227
1. Rayonnement électromagnétique 227
2. Classification du rayonnement électromagnétique 228
3. Propagation des ondes électromagnétiques 229
4. Allocation des fréquences pour la radiodiffusion, la télévision et les amateurs 232
5. Modulation A.M. et F.M. 233
6. Principe du récepteur superhétérodyne 235
7. Étage oscillateur-mélangeur 235
8. Étages fréquence intermédiaire (F.I.) 239
9. Étage détection ou démodulation 240
10. Stéréophonie multiplex F.M. 243
11. Récepteur A.M. - F.M. à haute fidélité 246

O Télévision 249
1. Principe 249
2. Normes 252
3. Colorimétrie 259
4. Principe de la télévision en couleur 261
5. Système N.T.S.C. U.S.A. 1953 262
6. Système P.A.L. Dr W. Bruch 1963 265
7. Système S.E.C.A.M. - H. de France 1953 269

O* Télévision - Tubes cathodiques 275
1. Tubes cathodiques et déviateurs pour téléviseurs noir et blanc 275
2. Tubes cathodiques et déviateurs pour téléviseurs en couleur 277

O Télévision - Récepteur** 283
1. Schéma de bloc récepteur en noir et blanc 283
2. Schéma de bloc du récepteur en couleur 283
3. Rappel des gammes à recevoir 284
4. Sélecteur VHF-UHF 284
5. Circuits vision et son 285
6. Commandes 287
7. Décodage des signaux de chrominance 288
8. Traitement des signaux vidéo en couleur 291
9. Circuits de balayage 295
10. Alimentation 300
11. Téléviseurs multistandards 300
12. Régie audio-vidéo 303
13. Télévision à péage 303
14. Magazine antiope 305

O* Télévision - Antennes** 307
1. Principe des antennes 307
2. Caractéristiques d'une antenne 308
3. Antennes de réception en télévision 309
4. Différents types d'antennes 311
5. Câbles de descente (norme C90-130) 312
6. Répartiteurs et atténuateurs 312

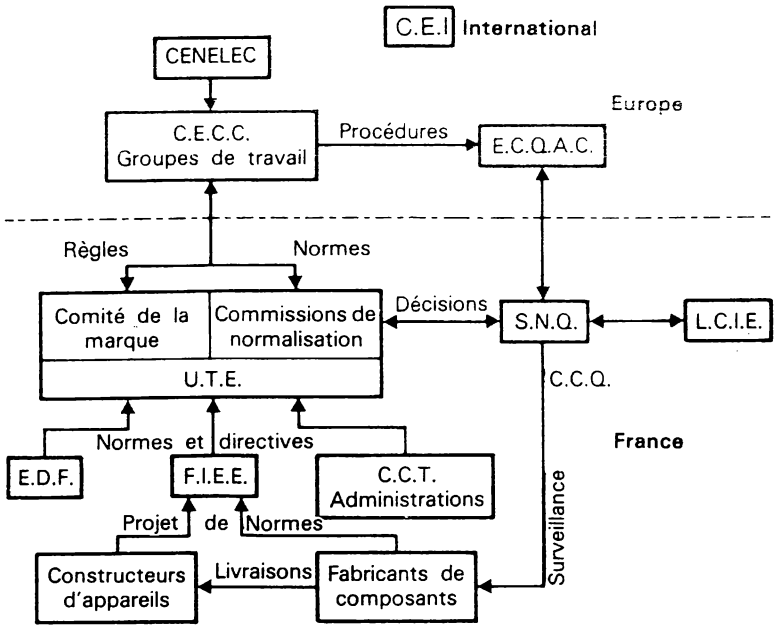
O** Télévision - Satellites de télévision directe** 315
1. Position du satellite 315
2. Caractéristiques des satellites européens 315
3. Réception individuelle 316
4. Réception collective 316

O*** Télévision - Magnétoscope** 319
1. Enregistrement et lecture magnétique 319
2. Différentes normalisations grand public 324

P Acoustique 327
1. Le son 327
2. L'ouïe 331
3. Mesures acoustiques 332
4. Musique 339
5. Acoustique des salles 340

Q Sonorisation 343
1. Sonorisation en salle 343
2. Sonorisation en extérieur 346

R Haute-fidélité 347
1. Normalisation française et caractéristiques actuelles 347
2. Prises et branchements 355
3. Monophonie - Stéréophonie 356
4. Liaison amplificateur - Haut-parleur 357
5. Généralités sur les enceintes acoustiques 358
6. Compact disc digital audio 361



C.E.I. - Commission Electrotechnique internationale
C.E.N.E.L.E.C. - Comité Européen de Normalisation Electrotechnique
C.E.C.C. - Cenelec Electronic Components Comittee
E.C.Q.A.C. - Electronic Components Quality Assurance Comittee
S.N.Q. - Service National de la Qualité
L.C.I.E. - Laboratoire Central des Industries Electriques
U.T.E. - Union Technique de l'Electricité
E.D.F. - Electricité de France
F.I.E.E. - Fédération des Industries Electriques et Electroniques
C.C.T. - Comité de Coordination des Télécommunications
C.C.Q. - Contrôle Centralisé de Qualité

NORMES ET UNITÉS

1. ORGANISMES DE NORMALISATION

Le schéma de fonctionnement des organismes de normalisation et de contrôle de qualité sur les plans européen et français est donné ci-avant.
Pour la France les normes sont établies par :

L'Union Technique de l'Électricité (U.T.E.) qui élabore les projets de normes qui sont transmis à l'**Association Française de Normalisation** (AFNOR) qui les transforme en normes françaises homologuées. Elles prescrivent des règles de sécurité ou des caractéristiques minimales que doivent présenter les composants ou les appareils. Celles qui ont un caractère obligatoire ont leur numéro de code précédé des lettres NF.
L'U.T.E. participe aux travaux de la **Commission Électrotechnique internationale** (C.E.I.) dont le siège est à Genève.
Certaines fabrications de composants homologués par le C.C.T. sont suivies par le **Service National de Qualité** (S.N.Q.) et sont placées sous **Contrôle Centralisé de Qualité.** Ces composants font l'objet de normes européennes du **Cenelec** (C.E.C.C.) et leur qualité est suivie sur le plan européen par le E.C.Q.A.C. On voit que cette procédure est complexe.

Le Comité de Coordination des Télécommunications (C.C.T.).
C'est un organisme d'État qui établit des spécifications unifiées en conformité avec les normes françaises qu'elles complètent ou dont elles augmentent le degré de sévérité. Ces spécifications sont obligatoires pour tout le matériel commandé par les Administrations.

2. CODIFICATIONS

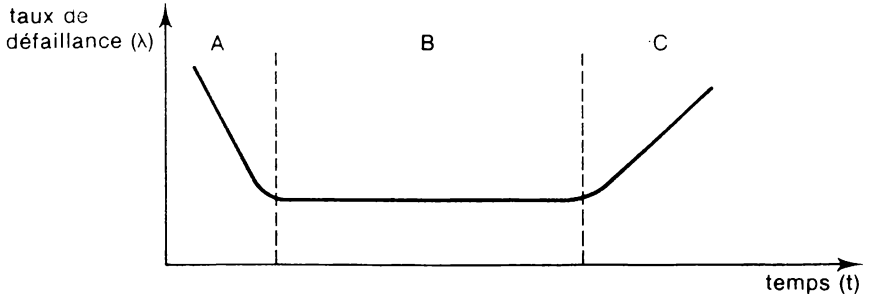
Sur les catalogues les composants professionnels sont souvent codifiés par un nombre de trois chiffres qui donnent respectivement : le degré de sévérité de la tenue au froid, à la chaleur et en atmosphère humide selon le code ci-après :

Froid sec	Chaleur sèche	Cycles C.C.T. d'humidité
	9 = + 175 °C	
8 = + 8 °C	8 = + 40 °C	8 = 10 cycles moins sévères
7 = − 10 °C	7 = + 55 °C	7 = 4 cycles
6 = − 25 °C	6 = + 70 °C	6 = 4 cycles
5 = − 40 °C	5 = + 85 °C	5 = 21 cycles
4 = − 55 °C	4 = + 100 °C	4 = 56 cycles
3 = − 65 °C	3 = + 125 °C	
	2 = + 155 °C	
	1 = + 200 °C	

Ainsi un condensateur codifié : 434 tient en service entre $-55\,°C$ $+125\,°C$; il a supporté 56 cycles C.C.T. soit 56 jours en atmosphère humide.

3. DÉFINITIONS

Fiabilité : (C.C.T. 01-09 - C.E.I. 271) c'est la confiance que l'on peut accorder à un produit pour assurer sans défaillance une fonction déterminée dans des conditions et pendant un temps fixé.
La fiabilité $R(t)$ des composants électroniques s'exprime sous la forme $R(t) = e^{-\lambda t}$ dans laquelle λ est le taux de défaillance exprimé en 10^{-n}/h.
Le niveau de fiabilité est d'autant plus élevé que λ est plus faible.
La courbe de fiabilité classique est donnée ci-dessous.



A. Période des défaillances précoces où λ décroît. Ce sont les incidents de jeunesse du matériel. Pour les éliminer on leur impose l'épreuve du **déverminage** en usine. C'est-à-dire qu'ils sont soumis à un fonctionnement en atmosphère sévère.

B. Période à taux de défaillance constant; c'est la durée de vie normale du dispositif. Elle peut atteindre des dizaines d'années.

C. Période des défaillances d'usure où λ augmente. Les composants doivent être remplacés au cours d'une maintenance préventive du matériel.

Taux de défaillance moyen : c'est le rapport du nombre total de défaillances, à la somme des temps de fonctionnement dans des conditions de fonctionnement données.

Temps moyens observés jusqu'à défaillance M.T.T.F. : c'est la somme des temps de fonctionnement d'une population, divisée par le nombre total des défaillances observées.

Moyenne des temps de bon fonctionnement M.T.B.F. : c'est la valeur moyenne des durées de fonctionnement jusqu'à défaillance de tous les individus d'une population dans des conditions de fonctionnement données.

UNITÉS DE MESURE

4. UNITÉS DE MESURE

SYSTÈME OFFICIEL FRANCAIS

(Décret n° 61-501 du 3-5-1961)
Appelé : Système International (S.I.).

GRANDEUR		UNITÉ			CORRESPONDANCE	
Nom	Symbole	Nom	Symbole	Valeur	OBSERVATIONS	
Longueur	ℓ	mètre micron	μ	10^{-6} m	L'angström ne fait pas partie des unités recommandées (1 Å = 10^{-10} m) Le mille (1852 m) est admis en navigation	ESPACE
Aire ou superficie	A, S	mètre carré are	m^2 a	10^2 m^2		
Volume	V	mètre cube litre	m^3 L	10^{-3} m^3		
Angle plan	$\alpha\beta\gamma$	radian degré minute seconde grade	rad ou rd ...° ...′ ...″ gr	π/180 rad (1/60)° (1/3600)° π/200 rad	1 rad $\simeq$ 57° 18′ 1° $\simeq$ 0,017 rad Les sous-multiples de la seconde sont décimaux	
Angle solide	Ω	stéradian	sr			
Temps Période	t	seconde minute heure	s mn, min h	60 s 3600 s		MASSE
Fréquence	f	hertz	Hz		Dans les télécommunications le « cycle par seconde » est toléré	
Masse	m	kilogramme	kg		Il n'y a pas d'unité de densité : c'est un nombre exprimant un rapport de masses volumiques. (GL = Gay Lussac). S'il ne peut pas y avoir ambiguité, le symbole ° est toléré	TEMPS
Masse volumique Concentration	ρ	kilogramme par mètre cube	kg/m^3			
Titre alcoométrique		degré alcoométrique centésimal	°GL			

Vitesse	v	mètre par seconde	m/s		le nœud (0,514 m/s) est admis en navigation
Vitesse angulaire	ω	radian par seconde	rad/s		
Accélération	$\alpha\gamma$	mètre par seconde au carré	m/s^2		
		gal	gal	cm/s^2	
Accélération angulaire	α	radian par seconde au carré	rad/s^2		
Force, poids	F	newton	N		est prohibé : le kilogramme force (ou poids) : rappelons que : 1 kgf (ou p) = 9,8 N Le poids considéré comme résultant d'une comparaison de masses, est exprimé en kg.
	P ou G	dyne	dyn	10^{-5} N	
		sthène	sn	10^3 N	
Poids volumique ou spécifique		newton par mètre cube	N/m^3		
Énergie, travail	W	joule	J	1 Nm	est prohibé : le kilogramme, 1 kgm = 9,8 J
		erg		10^{-7} J	
		wattheure	Wh	3600 J	
		électron volt	eV	$1{,}602 \times 10^{-19}$ J	
Puissance	P	watt	W	1 Nm/s	est prohibé : le cheval vapeur, 1 ch = 736 W
		erg par seconde		10^{-7} W	
Moment, couple	M	mètre newton	m ∧ N		est prohibé : le mètre, kilogramme force (= 9,81 m ∧ N)
Moment quadratique d'une surface	I	mètre à la puissance quatre	m^4		à ne pas confondre avec le moment d'inertie J (en $kg \cdot m^2$)
Pression, contrainte	P	pascal	Pa	$1\ N/m^2$	est prohibé : le kilogramme force/mm^2 le kilogramme force/cm^2 Rappelons que : $1\ kgf/mm^2 = 9{,}8 \times 10^2\ N/cm^2 \approx \approx 1\ dN/mm^2$ $1\ kgf/cm^2 = 9{,}8\ N/cm^2 \approx \approx 1\ dN/cm^2$ $1\ kgf/mm^2 \approx 1$ hbar
		bar	bar	10^5.Pa	
		barye	dyn/cm^2	10^{-1} Pa	
Viscosité dynamique (ou viscosité)	η	poiseuille	Pl	$1\ N \cdot s/m^2$	
		poise	P	10^{-1} Pl	1 P = 0,1 Pa.s
Viscosité cinématique	ν	mètre carré par seconde	m^2/s		

GRANDEUR		UNITÉ			CORRESPONDANCE OBSERVATIONS	
Nom	Symbole	Nom	Symbole	Valeur		
Intensité de courant électrique	I	ampère	A			ÉLECTRICITÉ
Tension, différence de potentiel	U	volt	V			
Force électromotrice	E					
Résistance	R	ohm	Ω	1 V/A		
Réactance	X					
Impédance	Z					
Résistivité	ρ	ohm-mètre	Ω·m	1 Vm/A		
Admittance	Y					
Conductance	G	siemens	S	1/Ω		
Susceptance	B					
Quantité d'électricité	Q	coulomb	C	1 As		
		ampère-heure	Ah	3600 C		
Énergie	W	joule	J	1 VAs		
Puissance (active)	P	watt	W			
Puissance apparente	S	volt-ampère	VA			
Puissance réactive	Q	var	var			
Champ électrique	E	volt par mètre	V/m			
Capacité électrique	C	farad	F	1 As/V		
Constance diélectrique (ou permittivité)	ε	farad par mètre	F/m	1 As/Vm		
Intensité de champ magnétique	H	ampère par mètre	A/m			MAGNÉTISME
Flux magnétique	Φ	weber	Wb	1 Vs		
		maxwell	M	10^{-8} Wb		
Induction magnétique (ou densité de flux magnétique)	B	tesla	T	1 Vs/m^2		
		gauss	G	10^{-4} T		
Force magnéto-motrice	F	ampère	A			
Inductance propre	L	henry	H	1 Vs/A		
Inductance mutuelle	M					
Perméance	Λ					
Perméabilité	μ	henry par mètre	H/m	1 Vs/Am		
Réluctance	R		1/H			

GRANDEUR		UNITÉ			CORRESPONDANCE	
Nom	Symbole	Nom	Symbole	Valeur	OBSERVATIONS	
Température	θ	Kelvin	K		Décalage des échelles K et °C : 273,15	CHALEUR
	θ	degré Celsius	°C			
Quantité de chaleur	Q	joule	J			
		calorie	cal	4,185 5 J		
		thermie (ou mégacalorie)	th	$4{,}185\,5 \times 10^6$ J		
		frigorie	fg	$4{,}185\,5 \times 10^3$ J		
Intensité lumineuse	I	candela	cd			OPTIQUE
Flux lumineux	F	lumen	lm	1 cd.sr		
Éclairement	E	lux	lx	1 cd.sr/m^2		
		phot	ph	10^4 lx		
Luminance	L	candela par mètre carré	cd/m^2		Anciennement appelée « brillance »	
Vergence d'un système optique		dioptrie	δ		Anciennement appelée « convergence » ou « puissance »	
Activité nucléaire		becquerel	Bq	$3{,}7 \times 10^{10}$ Bq = 1 Ci (curie)		RADIOACTIVITÉ
Quantité de rayonnement X ou γ		C/kg (coulomb par kilogramme)		$2{,}58 \cdot 10^{-4}$ C/kg = 1 R (röntgen)		
Densité de rayonnement						
Dose absorbée (radiation ionisante)		rad	rad	10^{-2} J/kg		
Intensité de rayonnement				1 C/kg/s	Pour les rayons X ou γ : 1 R/s = 1 rad/s	
		neper	Np	8,69 dB		TRANS-MISSION
		décibel	dB	0,115 Np		

Formation des multiples et sous-multiples décimaux des unités

	Facteur par lequel est multipliée l'unité	Préfixe à placer devant le nom de l'unité	Symbole à placer devant celui de l'unité
multiples	10^{12}	téra	T
	10^{9}	giga	G
	10^{6}	méga	M
	10^{3}	kilo	k
	10^{2}	hecto	h
	10^{1}	déca	da
sous-multiples	10^{-1}	déci	d
	10^{-2}	centi	c
	10^{-3}	milli	m
	10^{-6}	micro	μ
	10^{-9}	nano	n
	10^{-12}	pico	p
	10^{-15}	femto	f
	10^{-18}	atto	a

Formation des symboles d'unité

Ne pas confondre le symbole de la grandeur avec celui de l'unité, ni avec le nom de l'unité.

Exemple : le temps *t* a pour unité la seconde *s*, la tension U, unité le volt V.

Les **noms des unités** même constitués par des noms de savants sont grammaticalement des noms communs; leur initiale est une lettre minuscule et ils prennent la marque du pluriel.

Exemple : un volt, des ampères, plusieurs joules.

A.4

UNITÉS DE MESURE

Les **symboles** normalisés des unités ainsi que ceux des préfixes associés sont invariables. En particulier la substitution d'une majuscule à une minuscule, ou l'inverse, celle d'une lettre latine à une lettre grecque ou l'inverse sont interdites.

Exemple : écrire kg et non Kg ou K°
écrire μF et non mf ou MF.

Les symboles des unités s'écrivent sans point final et ne comportent pas la marque du pluriel, car la lettre **s** représente la seconde.

Exemple : 28,5 mm et non 28,5 mms.

On ne doit pas substituer à ces symboles des abréviations; on doit, soit rappeler la signification des symboles dans une note, soit écrire en entier le nom des unités.

Exemple : seconde ou s, mais non sec.

Lorsqu'une grandeur est le produit de plusieurs autres, son symbole est figuré par le produit des unités composantes.

Exemple : kVA, Ah, kWh.

Lorsqu'une grandeur est le quotient de deux autres, son symbole est figuré par le quotient des symboles des unités correspondantes indiqué par un des signes de la division. On peut encore faire usage des exposants négatifs associés aux signes de la multiplication.

Exemple : l'unité de vitesse est le quotient de l'unité de longueur par l'unité de temps; écrire : km/h ou $\frac{\text{km}}{\text{h}}$ ou $\text{km} \cdot \text{h}^{-1}$.

La suppression du signe de la division, ou son remplacement par un point, sont interdits. On ne doit pas écrire :

km·h, ni kmh, ni km-h.

Les symboles des unités comportent une majuscule lorsqu'on a donné à l'unité le nom d'un savant.

Exemple : ampère A, Joule J, coulomb C.

— **Conversion de quelques unités entre elles.** (Unités périmées, unités normalisées, unités étrangères.)

Force

	kg	dyne	J/cm	N = newton kg m/s^2
	1	$9{,}81 \cdot 10^5$	0,098 1	9,81
	$10{,}2 \cdot 10^{-7}$	1	10^{-7}	10^{-5}
	10,2	10^7	1	10^2
	0,102	10^5	0,01	1

Travail

Nm = Ws = Joule	kWh	ch · h	kg/m	kcal
1	$0{,}278 \cdot 10^{-6}$	$0{,}378 \cdot 10^{-6}$	0,102	$0{,}239 \cdot 10^{-3}$
$3{,}60 \cdot 10^6$	1	1,36	$0{,}367 \cdot 10^6$	860
$2{,}65 \cdot 10^6$	0,736	1	$0{,}270 \cdot 10^6$	632
9,81	$2{,}72 \cdot 10^{-6}$	$3{,}70 \cdot 10^{-6}$	1	$2{,}345 \cdot 10^{-3}$
4 186	$1{,}16 \cdot 10^{-3}$	$1{,}58 \cdot 10^{-3}$	426,9	1

UNITÉS DE PRESSION	pascal (Pa)	hpz	atmosphère (atm)	g/cm²	mm Hg	mb	pouce Hg	PSI
1 pascal (Pa) =	1	10^{-5}	$0{,}9869 \cdot 10^{-5}$	$1{,}02 \cdot 10^{-2}$	$0{,}75 \cdot 10^{-2}$	10^{-2}	$0{,}2953 \cdot 10^{-3}$	$0{,}1451 \cdot 10^{-3}$
1 hpz = 1 bar =	10^{5}	1	0,9869	1020	750	1000	29,53	14,51
1 atmosphère =	$1{,}013 \cdot 10^{5}$	1,013	1	1033	760	1013	29,95	14,70
1 g/cm² =	98	$0{,}098 \cdot 10^{-2}$	$0{,}968 \cdot 10^{-3}$	1	0,735	0,98	0,02896	0,01422
1 mm Hg =	133,3	$0{,}1333 \cdot 10^{-2}$	$1{,}315 \cdot 10^{-3}$	1,36	1	1,333	0,03937	0,01934
1 mb =	100	$0{,}1 \cdot 10^{-2}$	$0{,}9869 \cdot 10^{-3}$	1,02	0,750	1	0,02953	0,01451
1 pouce Hg =	3386	$3{,}386 \cdot 10^{-2}$	0,03345	34,53	25,4	33,86	1	0,4910
1 psi =	6895	$6{,}89 \cdot 10^{-2}$	0,068	70,3	51,75	68,948	2,041	1

Tableau pour la conversion des pouces et de leurs fractions en millimètres

Pouces	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
0	0,00	25,40	50,80	76,20	101,6	127,0	152,4	177,8	203,2	228,6	254,0	279,4	304,8
1/16	1,59	26,99	52,39	77,79	103,1	128,6	154,0	179,4	204,8	230,2	255,6	281,0	306,4
1/8	3,18	28,57	53,97	79,37	104,8	130,2	155,6	181,0	206,4	231,8	257,2	282,6	308,0
3/16	4,76	30,16	55,56	80,96	106,4	131,8	157,2	182,6	208,0	233,4	258,8	284,2	309,6
1/4	6,35	31,75	57,15	82,55	108,0	133,4	158,8	184,2	209,6	235,0	260,4	285,7	311,1
5/16	7,94	33,34	58,74	84,14	109,5	134,9	160,3	185,7	211,1	236,5	261,9	287,3	312,7
3/8	9,53	34,92	60,32	85,72	111,1	136,5	161,9	187,3	212,7	238,1	263,5	288,9	314,3
7/16	11,11	36,51	61,91	87,31	112,7	138,1	163,5	188,9	214,3	239,7	265,1	290,5	315,9
1/2	12,70	38,10	63,50	88,90	114,3	139,7	165,1	190,5	215,9	241,3	266,7	292,1	317,5
9/16	14,29	39,69	65,09	90,49	115,9	141,3	166,7	192,1	217,5	242,9	268,3	293,7	319,1
5/8	15,88	41,27	66,67	92,07	117,5	142,9	168,3	193,7	219,1	244,5	269,9	295,3	320,7
11/16	17,46	42,86	68,26	93,66	119,1	144,5	169,9	195,3	220,7	246,1	271,5	296,9	322,2
3/4	19,05	44,45	69,85	95,25	120,7	146,1	171,5	196,9	222,3	247,7	273,1	298,4	323,9
13/16	20,64	46,04	71,44	96,84	122,2	147,6	173,0	198,0	223,8	249,2	274,6	300,0	325,4
7/8	22,23	47,62	73,02	98,42	123,8	149,2	174,6	200,1	225,4	250,8	276,2	301,6	327,0
15/16	23,81	49,21	74,61	100,0	125,4	150,8	176,2	201,6	227,0	252,4	277,8	303,1	328,6

Puissance

Watt = J/s	kW	ch	kgm/s	kcal/h
1	10^{-3}	0,00136	0,102	0,860
1000	1	1,36	102	860
736	0,736	1	75	635
9,81	0,00981	0,0133	1	8,45
1,16	$1{,}16 \cdot 10^{-3}$	0,00157	0,118	1

Conversion des mesures anglo-saxonnes en mesures métriques

LONGUEUR

1 mil : 0,001 pouce : 0,0254 mm
1 pouce (inch : 1″ : 1 in) : 25,4 mm
1 pied (1 foot : 1′ : 1 ft : 12 in) : 0,305 m
1 yard (1 yd) : 3 ft : 0,91 m
1 mile (1 mile : 1 ml) : 1609,34 m (Statute mile)
1 mile nautique : 1852 m

SURFACE

1 pouce carré (1 square inch : 1 sq. in) : 6,45 cm^2
1 pied carré (1 square foot : 1 sq. ft) : 929,03 cm^2
1 yard carré (1 square yard) : 0,836 1 m^2

VOLUME

1 pouce cube (1 cubic inch : 1 cu. in.) : 16,39 cm^3
1 pied cube (1 cubic foot : 1 cu. ft.) : 28,32 dm^3
1 gallon { anglais (gl) : 4,54 litres
américain (U.S. gl) : 3,78 litres

MASSE

1 once (1 ounce : 1 oz) : 28,35 g
1 livre (1 pound : 1 lb) : 453,59 g
1 stone (1 st) : 6,35 kg
1 engl. ton : 1,016 T
1 U.S. ton : 0,9072 T

A.4

UNITÉS DE MESURE

FORCE

1 poundal (pdl) : 0,138 N
1 pound force (lbf) 4.448 N

PRESSION-CONTRAINTE

1 poundal par pouce carré (pdl per sq. in.) 0,022 dN/cm^2
1 livre par pouce carré (1 lb per sq. in. : 1 psi) : 0,069 dN/cm^2
1 livre par pied carré (lb per sq. ft) 4,88 dN/cm^2
1 pouce de mercure (inch of mercury) : 0,034 dN/cm^2

TRAVAIL

1 cheval-heure (1 horse power hour : 1 H.P.h.) : 0,746 kWh
1 livre-pied (1 ft. lb) : 1,352 J
1 british thermal unit (1 BTU) : 1055 J

PUISSANCE

1 cheval anglais (1 british horse power : 1 HP) : 0,746 kW
1 BTU/heure : 0,29 W
1 livre-pied/seconde (1 foot-pound per second : 1 ft.lb/s) : 1,356 W

— Conversion des degrés Fahrenheit en degrés Celsius :
température de la glace fondante : 32 °F
température de l'eau bouillante : 212 °F

$$1\,°C = 1{,}8\,°F \quad \text{et} \quad 1\,°F = 0{,}555\,°C$$

$$n\,°C : \frac{(n\,°F - 32)5}{9}$$

$$n\,°F : \left(\frac{n\,°C \times 9}{5}\right) + 32.$$

— Alphabet grec.

A	α	alpha	I	ι	iota	P	ρ	rô
B	β	bêta	K	$\varkappa$	kappa	Σ	σ	sigma
Γ	γ	gamma	Λ	λ	lambda	T	τ	tau
Δ	δ	delta	M	μ	mu	Υ	υ	upsilon
E	ε	epsilon	N	ν	nu	Φ	φ	phi
Z	ζ	dzéta	Ξ	ξ	ksi	X	k	khi
H	η	êta	O	o	omicron	Ψ	ψ	psi
Θ	θ	thêta	Π	π	pi	Ω	ω	oméga

Classification périodique des éléments

(voir tableau pages 366 et 367).

ÉLECTRICITÉ

1. LA MATIÈRE

Tous les corps dans la nature sont formés de molécules et d'atomes.

La molécule

Plus petite parcelle du corps obtenu à l'état libre (environ 10^{-6} mm).
Les molécules sont animées de mouvements dont les amplitudes dépendent de la nature du corps. L'agitation moléculaire cesse au voisinage de 0 K (-273 °C).
Constante d'Avogadro $N = 6{,}025 \cdot 10^{23}$ molécules par molécule-gramme.

L'atome

Plus petite parcelle d'un élément qui rentre dans la composition d'une molécule. Masse de l'atome $= 1{,}66 \cdot 10^{-24}$ g.
Si tous les atomes d'une molécule sont identiques, c'est un corps simple. Si les atomes sont de deux ou plusieurs catégories différentes, c'est un corps composé.
Si les molécules d'un corps sont toutes semblables, c'est un corps pur.
Si les molécules juxtaposées appartiennent à des corps différents, elles constituent un mélange ou un alliage.
Un atome, selon la comparaison classique, est un système solaire en miniature composé d'un noyau très dense entouré à des grandes distances relatives par des électrons en rotation ultra-rapide.

L'électron

Particule stable : masse $9{,}1 \cdot 10^{-28}$ g, possède une charge négative de $1{,}6 \cdot 10^{-19}$ C, il tourne à 10^{27} tr/s sur lui-même et à 10^{15} tr/s autour du noyau.
Les électrons forment le courant électrique. Les noyaux peuvent capter ou libérer des électrons qu'on appelle : rayon β.

Le noyau

Formé de protons et de neutrons.

Le proton : particule stable, possède une charge positive égale à celle de l'électron (négative). Le proton est 1850 fois plus pesant que l'électron, sa matière est 100000 fois plus dense que celle de l'électron. Il tourne sur lui-même.

Le neutron : particule stable, électriquement neutre, de caractéristique voisine à celle du proton. Extrait du noyau, il devient instable et donne naissance à un électron et à un proton.
On connaît dans la nature 325 groupements possibles de neutrons et de protons formant le noyau des corps simples : le plus simple, l'hydrogène : 1 proton; le plus complexe, l'uranium 238 : 92 protons et 146 neutrons.

Autres particules

Découvertes par les physiciens grâce à leurs accélérateurs.

Les photons : lumière élémentaire, c'est de l'énergie sans masse. Un photon d'une énergie supérieure à 1 MeV passant près d'un noyau lourd disparaît en donnant naissance à un électron négatif et à un électron positif (lacune).

L'interaction des particules

Assure la cohésion de l'atome, il en existe quatre sortes

Interactions fortes : forces nucléaires au sein des noyaux entre protons et neutrons, elles sont considérables.

Forces électromagnétiques : entre les protons des noyaux et les électrons des couches périphériques, assurent leur cohésion.

Interactions faibles : émises dans les noyaux lors de l'émission des électrons (rayons β).

Interactions gravifiques : sont extrêmement faibles et ont une portée infinie.

Disposition des électrons

Dépend de la nature du corps et des forces électromagnétiques de l'atome.
Un atome est toujours électriquement neutre (nb de protons = nb d'électrons).
Les électrons planétaires sont disposés à des niveaux d'énergie bien déterminés, ces couches admettent un nombre maximal d'électrons en fonction du niveau : en partant du noyau on a : K = 2, L = 8, M = 18, N = 32, O = 50, P = 72, Q = 98. Soit 280 électrons, ce qui ne correspond à aucun corps les couches peuvent ne pas être saturées. Exemple l'uranium : K = 2, L = 8, M = 18, N = 32, O = 18, P = 32, Q = 10, soit 92 électrons.
Par suite de la réaction des atomes voisins dans un cristal, la dernière couche se dédouble; les électrons participant aux liaisons atomiques sont dans la bande de valence vers le noyau. Certains électrons très faiblement liés sont dans la bande de conduction. Entre ces deux bandes se trouve une bande interdite plus ou moins large selon la nature des corps.
La classification périodique des éléments permet de classer les corps par catégorie.

Lorsque la couche externe est saturée : ils sont chimiquement inertes (hélium, néon, argon, krypton, xénon, radon).

Lorsque la couche externe n'a qu'un électron : ils sont chimiquement actifs, ce sont des métaux alcalins (lithium, sodium, potassium, rubidium, césium) dont la bande interdite est presque inexistante.

Lorsque la couche externe a 7, 6 ou 5 électrons, ce sont des métalloïdes respectivement monovalents, bivalents ou trivalents, ce sont des isolants à bande interdite large.

Lorsque la couche externe a 1, 2 ou 3 électrons, ce sont des métaux, monovalents, bivalents ou trivalents, ils sont bons conducteurs, leur bande interdite est très réduite ou nulle.

Lorsque la couche externe a 4 électrons, ce sont soit des métaux, soit des métalloïdes tétravalents; les semi-conducteurs sont dans cette catégorie, la largeur de leur bande interdite est d'environ 1 eV.

ÉLECTRICITÉ

2. MAGNÉTISME-ÉLECTROMAGNÉTISME

Définitions

Moment magnétique $\vec{M}$, c'est le vecteur d'intensité d'un aimant droit, dans la direction de cet aimant et dans le sens qui va du pôle sud au pôle nord. L'unité légale de moment magnétique est celui d'un aimant qui placé perpendiculairement à sa position d'équilibre dans un champ magnétique uniforme d'induction de 1 T est soumis à un couple magnétique de moment 1 N.m. Elle n'a pas de nom particulier, elle peut être appelée : mètre-newton par tesla (mN/T).

Champ magnétique, toute région de l'espace où s'exercent des actions magnétiques. Il se manifeste par des lignes d'induction magnétiques orientées du pôle nord au pôle sud de la source.

L'intensité de champ magnétique H se mesure en ampère par mètre (A/m).

L'induction magnétique $\vec{B}$ en un point d'un champ magnétique s'exprime en tesla.
Le **tesla** est l'intensité du vecteur d'induction d'un champ magnétique uniforme qui produit, à travers une surface plane, de 1 m^2 et perpendiculaire aux lignes d'induction, un flux d'induction magnétique de 1 weber.

Induction magnétique terrestre horizontale : $2 \cdot 10^{-5}$ T.

Flux d'induction magnétique Φ à travers une surface.

$\Phi = B \cdot s \cos \alpha$ (B = tesla, $s = m^2$, Φ = weber).

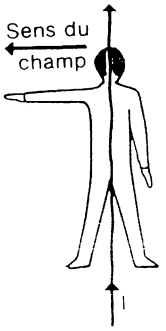
Si $\alpha = 0$, $\cos \alpha = 1$: $\Phi = Bs$, le flux est maximal.

Si $\alpha = 90°$, $\cos \alpha = 0$: $\Phi = 0$, le flux est nul.

Le **weber** (Φ) est le flux d'induction magnétique qui créé en 1 seconde à travers une spire, y produit une f.é.m. induite de 1 volt.
Le flux d'induction magnétique est donc produit par un champ magnétique uniforme ($\vec{B}$) dans une surface plane (s) et selon l'angle α que fait le champ par rapport à la normale à cette surface.

Champ magnétique créé par le courant électrique

Le passage du courant provoque au voisinage du conducteur la naissance d'un champ magnétique dont l'intensité est proportionnelle à l'intensité de courant et dont la durée est celle du courant (A/m).



Le sens du champ magnétique est donné par la règle d'Ampère.
Un observateur couché sur le fil conducteur, traversé par le courant des pieds à la tête et regardant le fil, donne le sens du vecteur du champ magnétique en étendant son bras gauche.
Une bobine traversée par le courant donne naissance à un champ magnétique comparable à celui produit par un aimant droit, c'est un **électro-aimant.**

Intensité de l'induction d'un électro-aimant sans noyau.

$$B = 4\pi \frac{nI}{d} \cdot 10^{-7} \qquad \text{(en son centre)}$$

seulement lorsque sa longueur est petite devant son diamètre (bobine plate).
B en **teslas,** n = nombre de spires de la bobine, d = diamètre de la bobine en **mètres,** I = intensité du courant en **ampères.**

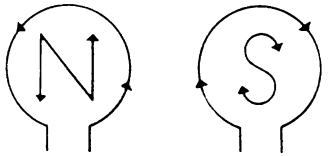
$B = 4\pi \frac{nI}{l} \cdot 10^{-7}$ pour les bobines longues (solénoïdes) (l en m).

$B = \frac{2I}{d} \cdot 10^{-7}$ c'est l'induction produite à une distance d (en m), dans une spire.
$n \cdot I$ = ampères · tours.

ÉLECTRICITÉ

Sens du champ dans un électro-aimant

On regarde l'extrémité de l'électro-aimant et on note le sens du courant dans les spires; on dessine soit un N, soit un S et on place des flèches dans le sens de leurs extrémités.



Face Nord Face Sud

Si ces flèches sont dans le même sens que le courant, on a le pôle magnétique correspondant.

Règle du tire-bouchon de Maxwell

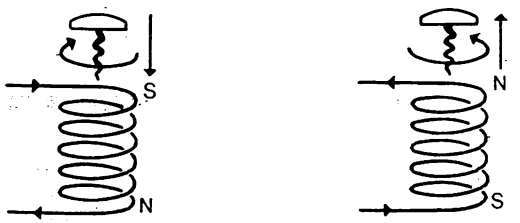
Si on tourne un tire-bouchon dans le sens du courant dans les spires de la bobine, il s'enfonce dans le sens du champ magnétique à l'intérieur de la bobine, du sud vers le nord.

Coefficient de perméabilité magnétique

Dans le fer doux, le flux d'induction se concentre et est beaucoup plus important que dans l'air. Le coefficient de perméabilité est le rapport de ces deux valeurs :

$$\mu = \frac{\Phi}{\Phi_0} \qquad (\Phi \text{ en webers})$$

μ = perméabilité, Φ = flux dans le fer,
Φ_0 = flux dans l'air.



L'intensité de l'induction dans le fer est B et dans l'air B_0, on a :

$\Phi_0 = B_0 \cdot s$ (B = teslas, $s = m^2$, Φ = webers)
$\Phi = B \cdot s$

d'où $\mu = \frac{B}{B_0}$ et $B = \mu B_0$

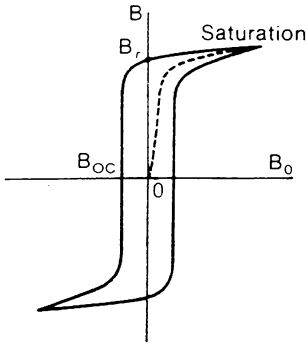
ces formules sont valables lorsque le noyau de fer de la bobine n'est pas saturé; μ diminue fortement à la saturation.

Cycle d'hystéréris

L'induction dans le fer B croît très vite par rapport à l'induction dans l'air B_0 jusqu'à la saturation. Lorsque B_0 diminue, on note un retard à la désaimantation. Lorsque $B_0 = 0$, il reste une induction rémanente B_r dans le fer. Pour l'annuler, il faut appliquer un champ inverse B_{0c}; le champ correspondant est le champ coercitif ou démagnétisant. En inversant B_0 et en continuant le cycle, on obtient la courbe classique d'hystérésis.

Pertes par hystérésis

Correspondent à l'énergie absorbée par un cycle complet de magnétisation (surface de la courbe) $W/kg = 8{,}2 \cdot \eta \cdot f \cdot B^{1{,}6} \cdot 10^7$.
W = Watt, $\eta = 0{,}0012$ pour la tôle dynamo, f = fréquence Hz, B = tesla.



Matériaux magnétiques

On recherche les matériaux qui donnent l'induction rémanente (B_r) et le champ coercitif (B_{0c}) les plus importants pour constituer des aimants permanents :

Matériaux	Induction rémanente B_r tesla	Champ coercitif B_{0c} tesla	$B-B_0$ (max) tesla
Acier trempé à 1 % C	0,80	$52 \cdot 10^{-4}$	$3 \cdot 10^{-4}$
Acier KS à Co : 30 à 40 %. W : 5 à 9 %. Cr : 1,5 à 3 %	0,96	$23 \cdot 10^{-4}$	$15 \cdot 10^{-4}$
Acier au tungstène à C = 0,7 %. W = 5 %	1,05	$70 \cdot 10^{-4}$	$5 \cdot 10^{-4}$
Alnico 2 A fe = 54 %, Al = 10 %, Ni = 18 % Co = 12 %, Cu = 6 %	0,70	$100 \cdot 10^{-4}$	$25 \cdot 10^{-4}$
Ticonal fe = 51 %, Al = 8 %, Ni = 14 % Co = 24 %, Cu = 3 %	1,27	$105 \cdot 10^{-4}$	$85 \cdot 10^{-4}$

Électro-aimants à noyau magnétique

Force portante : $F = \frac{B^2 s}{2\mu}$ ou $F = \frac{10^7}{8\pi} \cdot B^2 s$

F = newtons, $s = m^2$, B = teslas, μ = perméabilité.

Induction du champ magnétisant : $B_0 = nI$

n = nombre de spires, I = ampères, B_0 = teslas (ampère-tours magnétisants).

Masse pouvant être maintenue par un électro-aimant :

$$m = \frac{F}{9{,}81}$$

m = kg, F = newton.

Induction électromagnétique

Toute variation du flux d'induction à travers un circuit fermé donne naissance à un courant induit. Ce courant naît et cesse en même temps que la variation du flux et son sens dépend de celui de la variation.

Loi de Lenz : Le sens du courant induit est tel que le flux qu'il crée à travers le circuit fermé s'oppose à la variation du flux inducteur.

La f.é.m. d'induction : $E = \frac{\Delta\Phi}{\Delta t}$ ou $E = \frac{N\Phi}{t}$

$\Delta\Phi$ = variation de flux en webers,
Δt = durée de la variation en secondes,
E = f.é.m. d'induction en volts,
N = nombre de spires.

Son sens est donné par la loi de Lenz.

Quantité d'électricité induite : $\Delta Q = \frac{n\Delta\Phi}{R}$

ΔQ = coulomb, n = nombre de spires, $\Delta\Phi$ en webers à travers une spire
R = en ohms (résistance totale).
La quantité d'électricité induite ne dépend pas de la durée de variation du flux d'induction.

Auto-induction

Par suite de la loi de Lenz : si dans un circuit l'intensité du courant diminue, il prend naissance un courant induit de même sens. Si l'intensité du courant augmente, le courant induit est de sens contraire. Il y a auto-induction.

Self-induction ou inductance

Soit un circuit à air de n spires, le flux total à travers le circuit $n\Phi$ est proportionnel à l'intensité du courant I.

$$\frac{n\Phi}{I} = \text{constante.}$$

Ce quotient constant dépend de la forme du circuit, c'est son inductance propre; cette grandeur est toujours positive.
Le henry est l'inductance propre d'une bobine à air qui est traversée par un flux total de 1 weber lorsqu'elle est parcourue par un courant de 1 ampère.

$$n\Phi = U.$$

Force électromotrice de self-induction : $E = L\frac{dI}{dt}$

E en volts, L = henrys, dI = dérivée de l'intensité (ampères), dt = dérivée du temps (secondes).
Son sens est donné par la loi de Lenz.
Lorsque $I = f(t)$ est une fonction linéaire du temps; on obtient la définition légale du henry.
Le henry est l'inductance propre d'une bobine à air dans laquelle une variation uniforme de l'intensité du courant de 1 A/s produit un f.é.m. d'auto-induction de 1 V.

3. LE COURANT CONTINU

Unités

Quantité d'électricité Q = coulomb C :

$$1\ C = 1\ As.$$

Intensité de courant I = ampère A.
L'ampère est l'intensité de courant électrique constant qui, maintenu dans deux conducteurs parallèles rectilignes de longueur infinie, de section circulaire négligeable et placés à une distance de 1 mètre l'un de l'autre dans le vide, produit, entre ces conducteurs, une force de $2 \cdot 10^{-7}$ newton par mètre de longueur.

Tension U ou E = volt V :

$$U = \frac{P}{I}.$$

Résistance R = ohm Ω :

$$R = \frac{U}{I}.$$

Puissance électrique P = watt W :

$$P = UI \quad \text{ou} \quad 1\ W = 1\ J/s$$
$$P = RI^2, \quad P = \frac{U^2}{R}.$$

Énergie électrique W = joule J :

$$1\ J = 1\ VAs.$$

Loi d'Ohm :

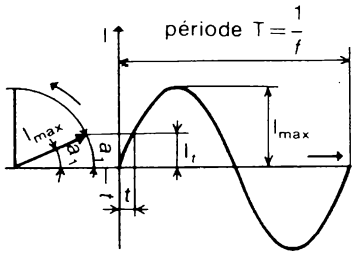
$$I = \frac{U}{R}, \quad U = RI, \quad R = \frac{U}{I}.$$

4. LE COURANT ALTERNATIF

Un mouvement pendulaire d'amplitude constante enregistré à vitesse constante donne une courbe trigonométrique : la sinusoïde.
Un courant électrique dont l'intensité I et la tension U varient périodiquement en fonction du temps de façon sinusoïdale est appelé : courant alternatif. Il est caractérisé :

— Par sa période $T = \frac{2\pi}{\omega}$ $\omega = 2\pi f = \frac{2\pi}{T}$.
— Par son amplitude : valeurs maximales : I max et U max.
— La pulsation est $\omega = 2\pi f$, l'angle décrit par le secteur trigonométrique α après le temps t en seconde est :

$$\alpha = \omega t.$$



— Les **valeurs instantanées** sont :

$$I_t = I_{max} \sin \omega t = I_{max} \cdot \sin \alpha$$
$$Ut = U_{max} \sin \omega t = U_{max} \cdot \sin \alpha.$$

— Les **valeurs efficaces** données généralement par les instruments de mesure sont :

$$I_{eff} = \frac{I_{max}}{\sqrt{2}} = 0{,}707\, I_{max}$$
$$U_{eff} = \frac{U_{max}}{\sqrt{2}} = 0{,}707\, U_{max}.$$

— Les **valeurs moyennes** sont :

$$I_{moy} = \frac{2\, I_{max}}{\pi} = 0{,}636\,6\ I_{max}$$
$$U_{moy} = \frac{2\, U_{max}}{\pi} = 0{,}636\,6\ U_{max}.$$

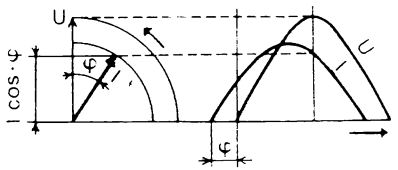
La relation entre U et I est fonction de la loi d'Ohm :

$$U_{max} = I_{max} \cdot R$$
$$U_{eff} = I_{eff} \cdot R.$$

Déphasage

Une résistance pure ne crée pas de déphasage entre la tension et l'intensité dans un circuit alimenté en courant alternatif.
Lorsqu'une d.d.p. alternative $U \sin \omega t$ est appliquée aux bornes d'un circuit et que le courant résultant est égal à :

$$I = I_{max} \cdot \sin(\omega t \pm \varphi).$$



φ est la différence de phase entre la tension et le courant, c'est le déphasage; il peut être positif ou négatif.
Dans un circuit inductif, φ est positif : I est déphasé en arrière sur U.
Dans un circuit capacitif, φ est négatif : I est déphasé en avant sur U.

Impédance

R est une résistance pure dans un circuit continu ou alternatif.
Z est la résistance d'un circuit alternatif affecté d'un déphasage (impédance) :

$$Z = \sqrt{R^2 + X^2}.$$

X = réactance en ohms $= L\omega - \dfrac{1}{C\omega}$.

$L\omega$ = réactance inductive et $\dfrac{1}{C\omega}$ = réactance capacitive (en ohms).

La loi d'Ohm en alternatif s'applique en remplaçant R par Z :

$$U_{max} = ZI_{max}, \quad U_{eff} = ZI_{eff}.$$

Puissance

Dans un circuit sans déphasage ($\varphi = 0$) :

$$P = U_{eff} \cdot I_{eff}, \quad P = \frac{U_{max} \cdot I_{max}}{2}.$$

Dans un circuit affecté d'un déphasage :

$$P = U_{eff} \cdot I_{eff} \cdot \cos \varphi.$$

cos φ = facteur de puissance, c'est le cosinus de l'angle de déphasage R/Z.

— Puissance apparente	Pa ou S	= U·I en VA (volt-ampère).
— Puissance active	P	= U·I cos φ en W (watt).
— Puissance réactive	Pr ou Q	= U·I sin φ en var.
— Intensité wattée	I	= I cos φ (A).
— Intensité déwattée	I	= I sin φ (A).
— F.é.m. énergétique	E	= E cos φ (V).
— F.é.m. en quadrature	E	= E sin φ (V).

Tableau des impédances, déphasages et puissances en fonction des éléments d'un circuit

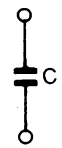
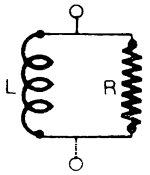
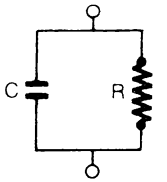
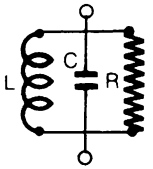
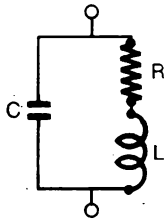
Schéma du circuit	Impédance Z	Déphasage φ	Puissance P
	R	0	$E_{eff} I_{eff}$
	ωL	$-\frac{\pi}{2}$	0
	$\frac{1}{\omega C}$	$+\frac{\pi}{2}$	0
	$\sqrt{R^2+\omega^2 L^2}$	$\text{tg}\ \varphi = \frac{\omega L}{R}$	$E_{eff} I_{eff} \cos \varphi$
	$\sqrt{R^2+\frac{1}{\omega^2 C^2}}$	$\text{tg}\ \varphi = -\frac{1}{R\omega C}$	$E_{eff} I_{eff} \cos \varphi$

Schéma du circuit	Impédance Z	Déphasage φ	Puissance P
	$\frac{R\,\omega L}{\sqrt{R^2+\omega^2L^2}}$	$\operatorname{tg}\varphi=\frac{R}{\omega L}$	$E_{eff}\,I_{eff}$ $\cos\varphi$
	$\frac{R}{\omega C\sqrt{R^2+\frac{1}{\omega^2C^2}}}$	$\operatorname{tg}\varphi=-\omega CR$	$E_{eff}\,I_{ef}$ $\cos\varphi$
	$\sqrt{R^2+\left(\omega L-\frac{1}{\omega C}\right)^2}$ Circuit oscillant série	$\operatorname{tg}\varphi=\frac{\omega L-\frac{1}{\omega C}}{R}$	$E_{eff}\,I_{eff}$ $\cos\varphi$
	$\frac{RL}{C\sqrt{R^2\left(\omega L-\frac{1}{\omega C}\right)^2}+\frac{L}{C^2}}$ Circuit oscillant parallèle	$\operatorname{tg}\varphi=C\frac{\left(\omega L-\frac{1}{\omega C}\right)}{L}$	$E_{eff}\,I_{eff}$ $\cos\varphi$
	$\sqrt{\frac{R^2+\omega^2L^2}{R^2+\left(\omega L-\frac{1}{\omega C}\right)^2}}\,\frac{}{\omega C}$ Circuit oscillant parallèle	$\operatorname{tg}\varphi=\frac{\omega^2LC\left(\omega L-\frac{1}{\omega C}\right)+R^2}{\omega C}$	$E_{eff}\,I_{eff}$ $\cos\varphi$

Résonance

CIRCUIT OSCILLANT SÉRIE

Impédance : $Z = \sqrt{R^2 + \left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\right)^2}$

Trois cas possibles : (sens trigonométrique inverse des aiguilles d'une montre).

(1) $L\omega$ est plus grand que $\frac{1}{C\omega}$, le circuit est inductif, I est déphasé en arrière sur la tension.

(2) $L\omega$ est plus petit que $\frac{1}{C\omega}$, le circuit est capacitif, I est déphasé en avant sur la tension.

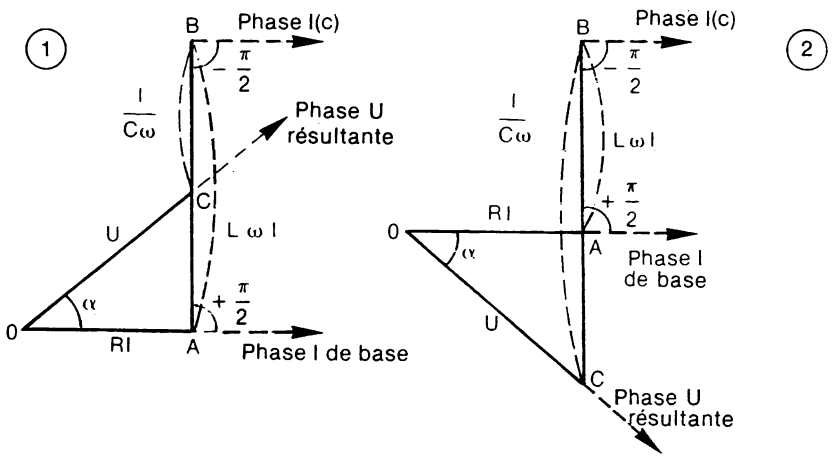
(3) $L\omega$ est égal à $\frac{1}{C\omega}$, il n'y a plus de déphasage, le circuit est en résonance série : $Z = R$; I est maximal.
Par contre les tensions aux bornes de L et C sont :

$$L\omega I \text{ et } \frac{I}{C\omega}$$

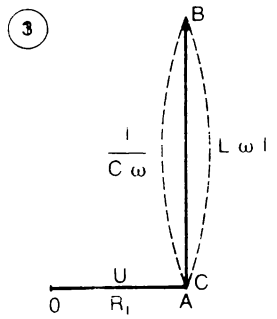
qui peuvent être beaucoup plus grandes que RI.

Le **coefficient de surtension,** ou **l'indice de qualité** Q est :

$\frac{L\omega}{R}$ pour la self-induction et $\frac{1}{CR\omega}$ pour la capacité



C'est le nombre de fois qu'il faut multiplier la tension de la source U pour obtenir la tension aux bornes de la self-induction ou aux bornes de la capacité.



CIRCUIT OSCILLANT PARALLELE

L et R sont en parallèle sur C, la résolution graphique s'opère en raisonnant sur les intensités qui parcourent les deux branches pour en tirer l'intensité totale.

Si U est la tension de la source, $I_C = UC\omega$ déphasée de 90° en avant sur U, l'intensité dans la bobine et dans la résistance : $I_L = \frac{U}{\sqrt{R^2 + L^2\omega^2}}$,

$Z_L = \sqrt{R^2 + L^2\omega^2}$; I_L est déphasée en arrière sur U d'un angle φ donné par :

$$\text{tg } \varphi = \frac{L\omega}{R}.$$

On trace une droite horizontale U origine des déphasages. A partir de O on porte le vecteur I_L déphasé en arrière d'un angle φ (A). On trace $\overline{AB}$ perpendiculaire à l'horizontale U, déphasé de 90° en avant, proportionnel à I_C. On obtient $\overline{OB}$ proportionnel à I_t et déphasé de l'angle α par rapport à U. Trois cas possibles :

(1) $\frac{UL\omega}{Z_L^2}$ est plus grand que $UC\omega$, le circuit est inductif, I_t est déphasé en arrière sur U.

(2) $\frac{UL\omega}{Z_L^2}$ est plus petit que $UC\omega$, le circuit est capacitif, I_t est déphasé en avant sur U.

(3) $\frac{UL\omega}{Z_L^2}$ est égal à $UC\omega$, le circuit est en résonance parallèle.

I_t est en phase avec U, le courant dans le circuit est le plus faible. Si R est très petit, on peut le négliger. La condition de résonance devient :

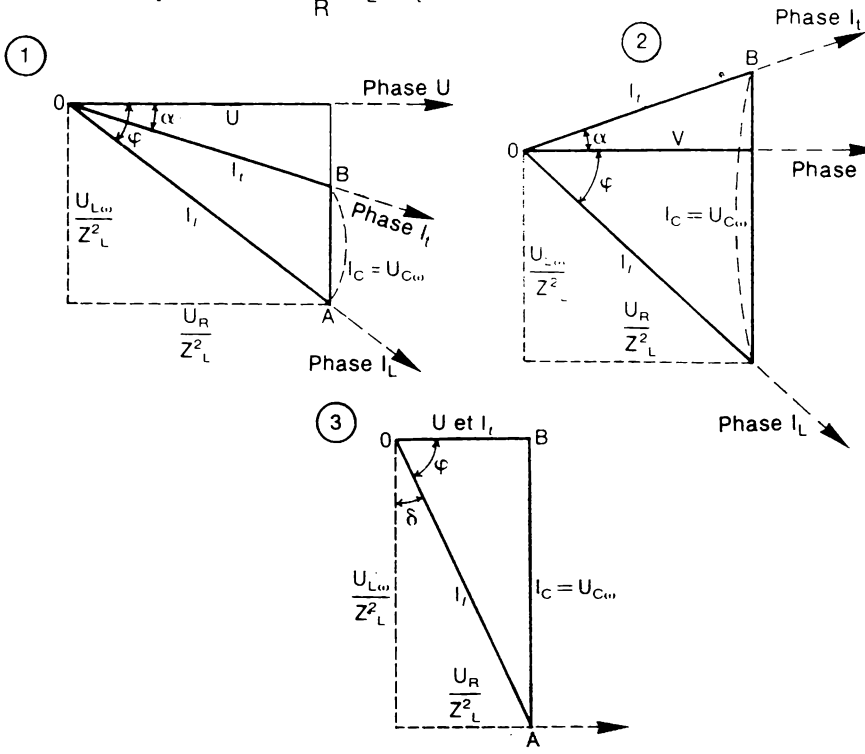
$$\frac{1}{L\omega} = C\omega \quad \text{ou} \quad L\omega = \frac{1}{C\omega}$$

l'impédance à la résonance est : $Z_R = \frac{U}{I_t}$.

Si R n'est pas négligeable :

$$I_t = \frac{RUC}{L} \quad \text{et} \quad Z_R = \frac{L}{RC}.$$

Facteur de qualité : $Q = \frac{L\omega}{R}$; $I_L = I_t Q$.



Ici le facteur Q multiplie le courant dans le circuit pour trouver le courant dans les éléments. L'impédance du circuit est élevée à la résonance; le courant dans L et C est grand, tandis que le courant total est faible.

L'angle de perte du circuit est : $\text{tg}\ \delta = \frac{R}{\omega L} = \frac{1}{Q}$.

Plus la qualité du circuit est grande, plus l'angle de perte est petit.

FRÉQUENCE DE RÉSONANCE

$$L\omega = \frac{1}{C\omega}$$

$$\omega^2 = \frac{1}{LC} \quad \omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad \omega = 2\pi f$$

d'où $$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$ (formule de Thomson).

f en hertz lorsque L en henry et C en farad.

PARALLELE RÉSUMÉ ENTRE LES DEUX RÉSONANCES

Impédance		I_t	U aux bornes des éléments	I dans les éléments
Résonance série	$Z = R$, tend vers zéro lorsque R tend vers zéro.	max.	$U_C = U_L = UQ$	$I_L = I_C = I_t$
Résonance parallèle	$Z = \frac{L}{RC'}$ tend vers l'infini lorsque R tend vers zéro	min.	$U_C = U_L = U$	$I_L = I_C = I_t Q$

RÉSISTANCES

1. RÉSISTANCE EN CONTINU

Résistivité : ρ

Unité qui mesure la propriété des corps à avoir des électrons libres dans la bande de conduction; s'exprime en ohm-mètre.
Les conducteurs ont une résistivité de l'ordre de quelques $\mu\Omega \cdot cm$; les isolants atteignent $10^{18}\ \Omega \cdot cm$.

RÉSISTIVITÉ DE DIFFÉRENTS MÉTAUX ET ALLIAGES

Métal ou alliage	Résistivité à 20 °C en $\mu\Omega \cdot cm$
Argent	1,5
Cuivre recuit	1,7
Cuivre écroui	1,8
Or	2,2
Aluminium	2,8
Magnésium	4,3
Zinc	5,6
Fer	10,5
Platine	10,9
Nickel	12,3
Étain	13,0
Tantale	16,5
Plomb	20,4
Acier	23,0
Mercure	94,0
Bronze (1,5 % Sn)	5,0
Duraluminium	5,0
Bronze phosphoreux	18,0
Platine-rhodium (10 % Rh)	20,0
Maillechort (60 % Cu, 17 % Ni, 23 % Zn)	33,0
Nickeline (67 % Cu, 33 % Ni)	40,0
Manganin (86 % Cu, 2 % Ni, 12 % Mn)	43,0
Constantan (53 % Cu, 47 % Ni)	50,0
Ferro-nickel (70 % Fe, 30 % Ni)	84,0
Chrome-nickel (80 % Ni, 20 % Cr)	110
Chrome-nickel avec fer (62 % Ni, 15 % Cr, 23 % Fe)	112,0
Graphite	0,2 à 1 $\Omega \cdot cm$
Charbon de lampe à arc	0,65 $\Omega \cdot cm$

RÉSISTIVITÉ DE QUELQUES ISOLANTS

Isolants	ρ en $\Omega \cdot$cm
Bakélite	$2 \cdot 10^{11}$
Bakélite H.F.	$2 \cdot 10^{16}$
Gomme laque	$1 \cdot 10^{16}$
Mica	$1 \cdot 10^{17}$
Paraffine	$5 \cdot 10^{18}$
Céramique-stéatite	$5 \cdot 10^{18}$
Quartz fondu	$5 \cdot 10^{18}$

Supraconductibilité

Au voisinage du zéro absolu (0 K), par suite de l'arrêt de l'agitation thermique dans les atomes, la résistivité des conducteurs devient extrêmement faible; de l'ordre du millionnième de la valeur à 0 °C.
Exemples : Plomb = 7,2 K, Étain = 3,8 K, Aluminium = 1,14 K, Zinc = 0,8 K.

Coefficient de température : α

La résistivité des corps varie avec la température; généralement les métaux ont un coefficient de température positif les semi-conducteurs et les isolants ont un coefficient de température négatif. Certains corps, tels que les alliages ont un coefficient de température, soit positif, soit négatif selon la plage de température concernée :

$$\rho_t = \rho_0 (1 + \alpha_t).$$

ρ_t est la résistivité à la température t (°C).
ρ_0 est la résistivité à la température de référence : 0 °C ou 20 °C.
α est le coefficient de température positif ou négatif ($-\alpha$).
t est la différence entre la température à laquelle on désire connaître la résistivité et la température de référence.

RÉSISTANCES

Conducteurs	Coefficient moyen de température
Aluminium	+ 0,003 7 à 0,004 1
Argent	+ 0,003 6
Fer tréfilé ordinaire	+ 0,004 5
Acier, 99,5 % de fer	+ 0,004 5
Mercure	+ 0,000 87
Nickel	+ 0,003 7
Or	+ 0,003 6
Cuivre électrolytique	+ 0,004
Cuivre pur	+ 0,004 2
Zinc	+ 0,003 9 à 0,004 3
Étain	+ 0,004 4
Platine	+ 0,002 4
Plomb	+ 0,004 1
Cadmium	+ 0,004 1
Mercure	+ 0,000 7
Bronze d'aluminium (5-10 % Al)	+ 0,001
Laiton en fil (30 % de Zn)	+ 0,001 5
Manganin (36 % Cu + 12 % Mn + 2 % Ni)	+ 0,000 01
Tungstène	− 0,000 51
Graphite	− 0,000 08

Résistance

La résistance d'un corps dépend de sa résistivité et de ses dimensions :

$$R = \rho \frac{\ell}{s}.$$

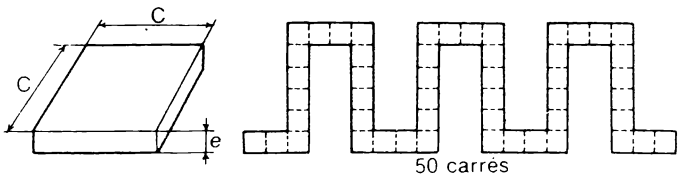
R en Ω pour ℓ en m, s en m^2, ρ en $\Omega \cdot m$ (unités légales)
ou R en Ω pour ℓ en cm, s en cm^2 et ρ en $\Omega \cdot m$.

RÉSISTANCE PAR CARRÉ : R/□

Soit un carré, de côté c et d'épaisseur e, en métal de résistivité ρ sa résistance est :

$$R = \rho \frac{c \text{ (longueur)}}{ce \text{ (section rectangulaire)}}$$

d'où $R = \frac{\rho}{e}$, la valeur de la résistance dépend uniquement de la résistivité et de l'épaisseur de la couche; elle est indépendante de la valeur du côté du carré.



On utilise ce mode de calcul pour les micro-circuits (couche épaisse, couche mince) et pour les circuits intégrés. On dessine la résistance à grande échelle, on la décompose en carrés; on choisit l'enduit de résistivité convenable et l'épaisseur en fonction de la valeur et de la puissance.

Exemple : si $R = \frac{\rho}{e} = 10\ \Omega/\square$, le dessin de la figure ayant 50 carrés mesure : $50 \times 10 = 500\ \Omega$ quelle que soit la dimension des carrés. Bien entendu la dimension des carrés influe sur la puissance admissible dans la résistance.

Loi d'Ohm

Fournit la relation entre les grandeurs électriques :

U : Tension en volts.
I : Intensité en ampères.
R : Résistance en ohms.

$$I = \frac{U}{R}, \text{ ou } U = IR, \text{ ou } R = \frac{U}{I}.$$

Loi de Joule

Expression de la puissance dans un circuit :

$$P = \text{puissance}$$

$$P = UI, \text{ ou } P = \frac{U^2}{R}, \text{ ou } P = I^2R.$$

Énergie dégagée sous forme de chaleur :

$$W = RI^2 t$$

t = temps pendant lequel passe le courant.

C. 1

RÉSISTANCES

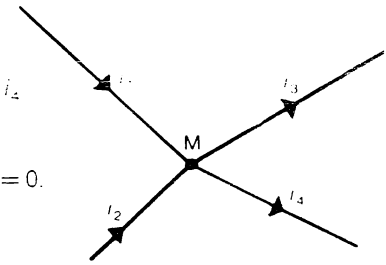
Première loi de Kirchoff

Somme des courants :

$$i_1 + i_2 = i_3 + i_4$$

ou

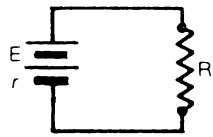
$$i_1 + i_2 - i_3 - i_4 = 0.$$



Deuxième loi de Kirchoff

Relative à un circuit fermé contenant un générateur.

E : f.é.m.
R : résistance du circuit extérieur
r : résistance interne



$$I = \frac{E}{R + r}.$$

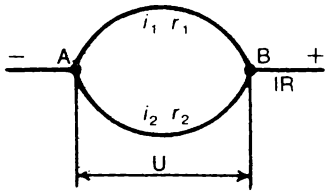
f.é.m. générateur E = U (tension utile) + rI (chute interne)
Puissance utile UI = EI (puissance générateur) − rI^2 (puissance perdue).

$$\text{Rendement} = \frac{U}{E}.$$

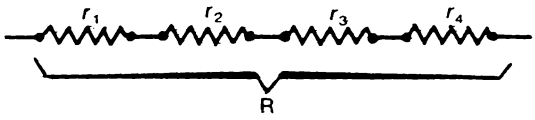
Circuits dérivés

La différence de potentiel entre les points A et B est égale à :

$$U = RI = \frac{r_1 r_2}{r + r_2}(i_1 + i_2).$$



Résistances en série



La résistance R de plusieurs résistances r_1, r_2, r_3, r_4, ... en série est égal à leur somme :

$$R = r_1 + r_2 + r_3 + r_4 + \ldots$$

Résistances en parallèle

L'inverse de la résistance R équivalente à plusieurs résistances en parallèle est égale à :

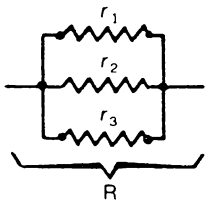
$$\frac{1}{R}=\frac{1}{r_1}+\frac{1}{r_2}+\frac{1}{r_3}+\frac{1}{r_4}+\ldots$$

La valeur totale de deux résistances en parallèle est donc de :

$$R=\frac{r_1 \times r_2}{r_1+r_2}.$$

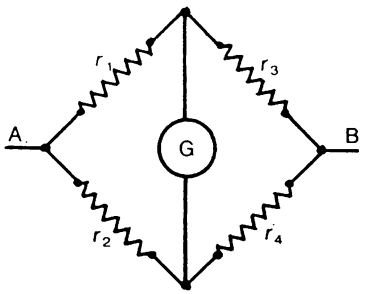
Pour trois résistances :

$$R=\frac{r_1 \times r_2 \times r_3}{(r_1 \times r_2)+(r_2 \times r_3)+(r_1 \times r_3)}.$$



Pont de Wheatstone

Montage en quadrilatère de quatre résistances, r_1, r_2, r_3 et r_4.



En appliquant une tension aux points AB le pont est équilibré lorsque l'intensité traversant le galvanomètre G est nulle. D'où la relation lorsque l'équilibre est réalisé :

$$\frac{r_1}{r_3}=\frac{r_2}{r_4}.$$

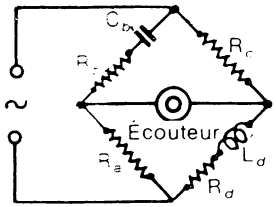
Connaissant la valeur de trois des résistances, le pont de Wheatstone permet donc de déterminer la quatrième.

RÉSISTANCES

Formules relatives à différents ponts de mesure, dérivés du pont de Wheatstone

Pont de Hay

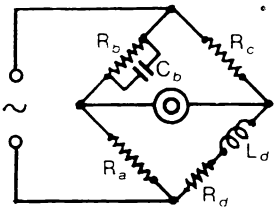
$$L_d = \frac{R_a R_c C_b}{1 + (R_b \omega C_b)^2}.$$



Pont de Maxwell

$$L_d = R_a R_c R_b$$

$$R_d = \frac{R_a}{R_b} R_c.$$

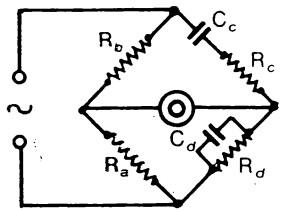


Pont de Wien

$$\omega^2 = \frac{1}{R_d R_c C_d C_c} \quad \text{et} \quad \frac{C_d}{C_c} = \frac{R_b}{R_a} - \frac{R_c}{R_d}$$

$$C_{d^2} = \frac{R_b R_d - R_a R_c}{R_a R_{d^2} - R_c \omega^2}$$

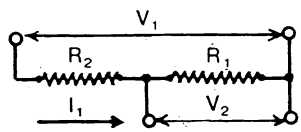
$$C_{c^2} = \frac{R_a}{(R_b R_d - R_a R_c) R_c \omega^2}.$$



Diviseur de tension à vide

$$V_2 = V_1 \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$$I_1 = \frac{V_1}{R_1 + R_2}.$$



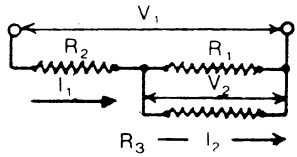
Diviseur de tension en charge

$$R_t = \frac{R_1 \cdot R_3}{R_1 + R_3} + R_2$$

$$V_1 = R_t \cdot I_1 = \left(\frac{R_1 \cdot R_3}{R_1 + R_3} + R_2 \right) \cdot I_1$$

$$V_2 = V_1 - (R_2 \cdot I_1)$$

$$V_2 = \left[\left(\frac{R_1 \cdot R_3}{R_1 + R_3} + R_2 \right) \cdot I_1 \right] - (R_2 \cdot I_1)$$



$$I_2 = \frac{V_2}{R_3} = \frac{\left[\left(\frac{R_1 \cdot R_3}{R_1 + R_3} + R_2 \right) I_1 \right] - (R_2 \cdot I_1)}{R_3}.$$

Échauffement des résistances

$$P = RI^2 \quad P = \frac{U^2}{R} \quad P = UI.$$

P en watt, R en ohm, I en ampère, U en volt.

Unités calorifiques : Quantité de chaleur : le joule.
Calorie : quantité de chaleur nécessaire pour élever de 1 °C la température de 1 g d'eau, sous la pression atmosphérique normale.
1 calorie = 4,185 5 joules, 1 joule = 0,24 calorie, 1 wattheure = 864 calories.

La quantité de chaleur produite par le passage du courant dans une résistance en joules : $RI^2 t$.

En calories = $0{,}24\ RI^2 t$.

Calcul de l'échauffement par variation de la résistance du cuivre

L'échauffement au-dessus de l'air ambiant de l'enroulement d'un appareil en charge se détermine en appliquant la formule ci-après :

$$\Delta = t_2 - t_a = \frac{R_2 - R_1}{R_1} \times (234{,}5 + t_1) + t_1 - t_a$$

t_2 : température de l'enroulement en fin d'essai en degrés C,
t_a : température de l'air ambiant en fin d'essai en degrés C,
t_1 : température de l'enroulement au moment de la mesure de R,
R_1 : résistance en ohms de l'enroulement à froid,
R_2 : résistance en ohms de l'enroulement en fin d'essai.

RÉSISTANCES

Fils pour résistance

Deux grandes catégories :

Nickel-chrome : $\rho = 108\ \mu\Omega \cdot cm$. $\alpha = 130 \cdot 10^{-6}/°C$. $t_{max} = 1\,000\,°C$

Nickel-cuivre : $\rho = 50\ \mu\Omega \cdot cm$, $\alpha = \pm 10$ à $\pm 20 \cdot 10^{-6}/°C$. $t_{max} = 500\,°C$.

Nom commercial	Composition en %					ρ	α 10^{-6}	Temp. max. utilisation	Applications
	Ni	Cr	Cu	Fe	Al				
Driver Harris Nichrome V	80	20				108	130	1 150 °C	résistances vitrifiées, rhéostats, potentiomètres
Nichrome	65	15		20		112	170	950 °C	résistances bobinées ordinaires
Karma	75	19		3	3	133	± 20	450 °C	résistances de précision, potentiomètres
Chromax	35	19		46		100	310	800 °C	rhéostats, résistances de démarrage
Advance A (constantan)	40		60			50	± 10	600 °C	résistances de précision de faible valeur

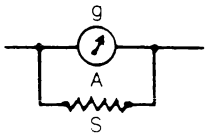
Résistance par mètre d'alliage nickel-cuivre (constantan)

Diamètre en centièmes de mm	Résistance au mètre en ohms	Diamètre en centièmes de mm	Résistance au mètre en ohms
3	690	35	5,09
4	389	40	3,89
5	250	45	3,08
6	173	50	2,50
8	97,4	100	0,624
10	62,4	150	0,277
15	27,7	200	0,156
20	15,6	250	0,099 8
25	9,98	300	0,069 3
30	6,93		

Calcul des shunts d'ampèremètres

Pouvoir multiplicateur du shunt :

$$m = \frac{g + s}{s}$$



g : résistance de l'ampèremètre.
s : résistance du shunt.

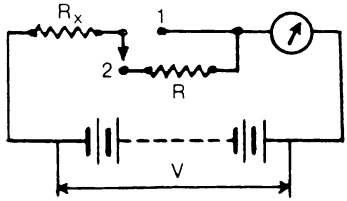
$$s = \frac{g}{m - 1}$$

$$S = g \frac{I_1}{I_2 - I_1}.$$

Mesure de la résistance par substitution

Commutateur dans la position 1 :

$$Rx = \frac{V}{i_1}$$



dans la position 2 :

$$Rx + R = \frac{V}{i_2}$$

en divisant membre à membre il vient :

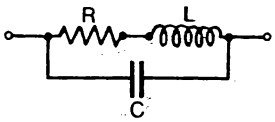
$$\frac{Rx}{Rx + R} = \frac{i_2}{i_1}$$

$$\frac{Rx}{R} = \frac{i_2}{i_1 - i_2}$$

$$Rx = \frac{R \times i_2}{i_1 - i_2}.$$

2. RÉSISTANCE EN ALTERNATIF

Une résistance pure se comporte de la même façon en continu et en alternatif.
Toute résistance réelle ne peut être absolument dénuée de capacité et d'inductance, donc en alternatif ces éléments provoquent des déphasages et une résonance plus ou moins accentuée aux fréquences élevées.
En général, en H.F., les résistances de faibles valeurs, inférieures à 30 Ω sont toujours inductives.



RÉSISTANCES

Les résistances au-dessus de 3 000 Ω sont toujours capacitives.
Les résistances entre 30 Ω et 3 000 Ω ont leur terme réactif qui s'annule pour une certaine fréquence.

Limite d'utilisation normale des différents types de résistance :

— couche métallique : 100 MHz;
— couche de carbone : 10 MHz;
— bobinées spéciales non inductives : 10 MHz;
— bobinées ordinaires, agglomérées : 1 MHz.

Effet pelliculaire

La résistance d'un fil de cuivre ou d'alliage parcouru par de la H.F. augmente : $R_{HF} > R =$, en fonction de la fréquence. Cet effet est surtout sensible pour les bobinages (Cf. E_1).

Bruit de fond

Pour une température ambiante de 17 °C la tension de bruit produite par une résistance est donnée par la formule :

$$E = 0{,}004\sqrt{R\Delta f}$$

E : tension en microvolts.
R : résistance en ohms.
Δf : bande passante considérée en kHz.

3. NORMALISATIONS ET DIFFÉRENTS TYPES

Normalisation des valeurs

Les valeurs se succèdent selon une progression logarithmique de façon qu'elles ne recoupent pas : Tolérances :

± 0,5 % série E 192 ($\sqrt[192]{10}$) soit 192 valeurs par décade
± 1 % série E 96 ($\sqrt[96]{10}$) soit 96 valeurs par décade
± 2 % série E 48 ($\sqrt[48]{10}$) soit 48 valeurs par décade
± 5 % série E 24 ($\sqrt[24]{10}$) soit 24 valeurs par décade
± 10 % série E 12 ($\sqrt[12]{10}$) soit 12 valeurs par décade
± 20 % série E 06 ($\sqrt[6]{10}$) soit 6 valeurs par décade.

Le tableau ci-dessous donne les valeurs des séries E 6 à E 48 les plus courantes.

E 6 ± 20 %	E 12 ± 10 %	E 24 ± 5 %	E 48 ± 2 %	E 6 ± 20 %	E 12 ± 10 %	E 24 ± 5 %	E 48 ± 2 %	E 6 ± 20 %	E 12 ± 10 %	E 24 ± 5 %	E 48 ± 2 %
100	100	100	100	220	220	220	215	470	470	470	464
			105				226				487
		110	110			240	237			510	511
			115				249				536
	120	120	121		270	270	261		560	560	562
			127				274				590
		130	133				287			620	619
			140			300	301				649
150	150	150	147				316	680	680	680	681
			154	330	330	330	332				715
		160	162				348			750	750
			169			360	365				787
	180	180	178				383		820	820	825
			187		390	390	402				866
		200	196				422			910	909
			205			430	442				963

Les séries E 6, E 12, E 24 sont définies par deux chiffres significatifs (code à 4 anneaux), tandis que les séries E 48, E 96 et E 192 nécessitent trois chiffres significatifs et un code à 5 anneaux.
Les valeurs du tableau se répètent de décade en décade pour couvrir toute la gamme des valeurs de fabrication du type considéré.

Marquage des résistances

En clair : résistances de puissance, de précision, spéciales.

Code U.T.E. NFC 93011 et C.E.I. 62 : Unités : R - mille : K - million M.

Exemples : 0,1 Ω = R 10; 1 Ω = 1 R0; 5,9 Ω = 5 R9; 33,2 kΩ = 33K2.

Tolérances : ± 0,1 % = B; ± 0,25 % = C; ± 0,5 % = D; ± 1 % = F; ± 2 % = G; ± 5 % = J; ± 10 % = K; ± 20 % = M.

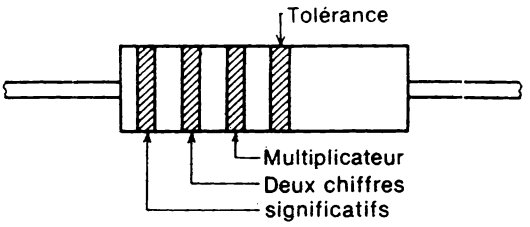
RÉSISTANCES

Code des couleurs : résistances agglomérées, à couche d'usage courant.

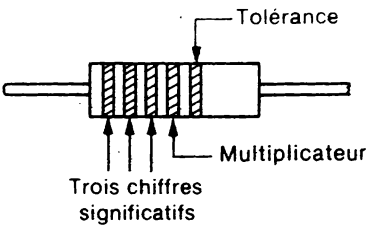
Couleurs	Premier chiffre significatif	Deuxième chiffre significatif	Multiplicateur	Tolérance
Argent			0,01	± 10 %
Or			0,1	± 5 %
Noir	0	0	1	
Brun	1	1	10	± 1 %
Rouge	2	2	10^2	± 2 %
Orange	3	3	10^3	
Jaune	4	4	10^4	
Vert	5	5	10^5	
Bleu	6	6	10^6	
Violet	7	7		
Gris	8	8		
Blanc	9	9		
Absence du 4e anneau				± 20 %

Disposition des anneaux sur le corps de résistance :

Code à 4 anneaux



Code à 5 anneaux



Tension maximale aux bornes : $U = \sqrt{PR}$.
Résistances bobinées : entre 10 et 20 V par mm de corps selon les fabrications.

Résistances non bobinées

P_0 W	1/16	1/10 1/8	1/4	1/2	1	2
R. usage courant et aggloméré		(1/10) 150 V	250 V	350 V	500 V	500 V
R. haute stabilité	150 V	(1/8) 250 V	300 V	350 V	500 V	750 V

Résistance critique
C'est la valeur de la résistance qui utilisée à sa puissance nominale provoque une chute de tension égale à la tension maximale admissible aux bornes de ce modèle :

$$R_c = \frac{U^2}{P}.$$

Les R de valeur au-dessous de R_c sont limitées par P nominale.
Les R de valeur au-dessus de R_c sont limitées par U_{max} aux bornes.

PRINCIPAUX TYPES DE RÉSISTANCES FABRIQUÉES

Résistances bobinées

P_a à 70 °C W	R_{min} Ω	R_{max}	T_{max} °C	Tolérance	Série	Types
8 500	0,1	1 000 Ω	350	± 10 %	E 6 E 12	R. nues de puissance
10 800	1 1	10 kΩ 430 kΩ	350	± 10 %	E 6 E 12	R. vitrifiées de puissance
0,5 3	0,1 0,5	470 Ω 6 kΩ	275	± 1 % ± 5 %	E 48 E 24	R. miniatures
2 10 25	1 1 3,3	5 kΩ 75 kΩ 82 kΩ	275	± 1 % ± 5 % ± 10 %	E 48 E 24 E 12	R. sorties axiales
0,25	100	2 MΩ	125	± 0,01 % ± 1 %	E 192 E 48	R. précision miniatures
0,125 0,4 2	5 0,1	1 MΩ 5 MΩ 8 MΩ	125	± 0,01 % ± 1 %	E 192 E 48	R. précision moulées

Coefficient de température

Résistance de puissance : $< 160 \cdot 10^{-6}$/°C à $< 250 \cdot 10^{-6}$/°C selon alliages.
Résistance de précision : ± 2 à $\pm 10 \cdot 10^{-6}$/°C.

Normes

Résistance de puissance : N.F.C. 83 200 - N.F.C. 93 214 - N.F.C. 83 210.
Résistance de précision : N.F.C. 93 217 - N.F.C. 83 220 - C.C.T.U. 04.09.

RÉSISTANCES

Résistances à couche

NORMES

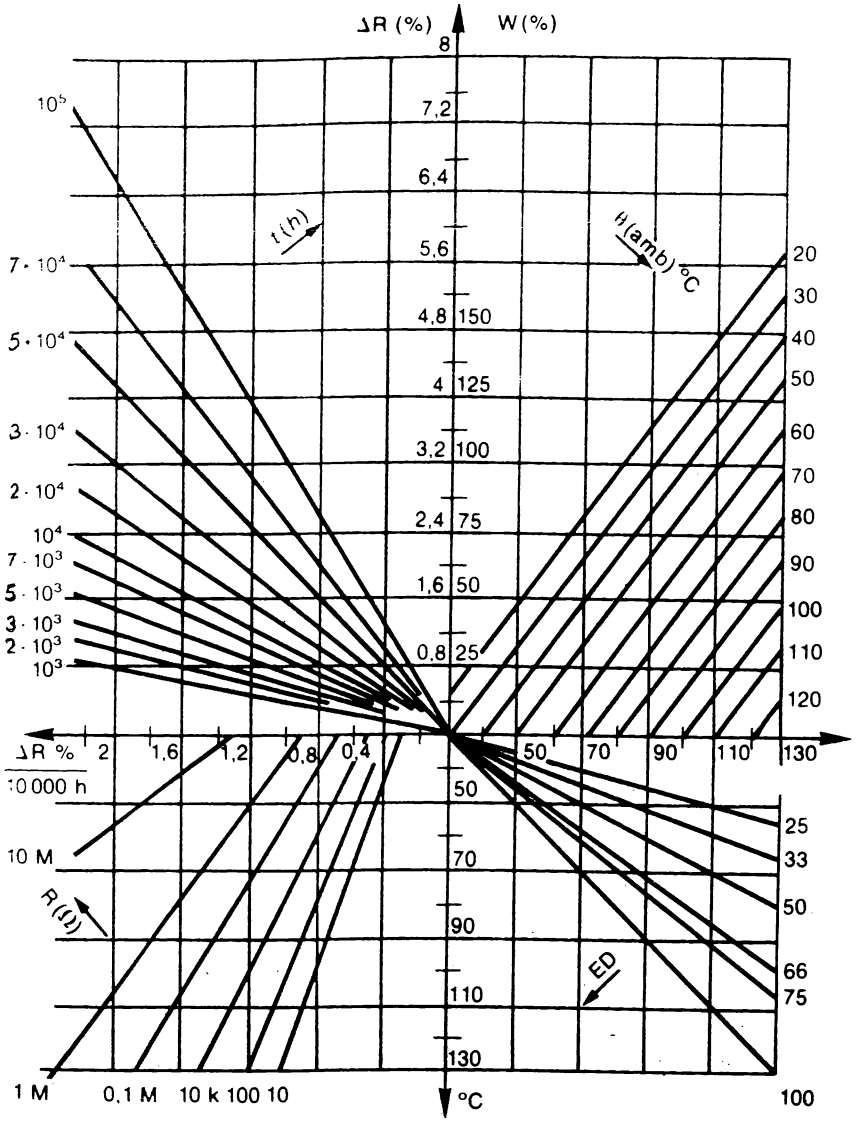
Résistances fixes à faible dissipation : N.F.C. 83 230 - 93 230.
Résistances fixes à forte dissipation à couche métallique entre 1 et 115 W : C.C.T.U. 04.06.

Principaux modèles

- **Résistances à couche de carbone d'usage courant**

P_n à 70 °C	R_{min}	R_{max}	Tension max.	Dimensions (mm)			Tolérances	Séries	Observations
				D	L	Ø			
0,125	10 Ω 270 kΩ	220 KΩ 1 MΩ	200 V	1,9	3,7	0,5	± 5 % ± 10 %	E 24 E 12	
0,25	1 Ω 1,2 MΩ	1 MΩ 10 MΩ	250 V	2,5	6,5	0,6	± 5 % ± 10 %	E 24 E 12	les plus courantes
0,5	4,7 MΩ 1,2 MΩ	1 MΩ 10 MΩ	350 V	3	8,5	0,7	± 5 % ± 10 %	E 24 E 12	les plus courantes
1	10 Ω	1 MΩ	500 V	5,2	16,5	0,8	± 5 % ± 10 %	E 24 E 12	
2	10 Ω	1 MΩ	750 V	6,8	18	0,8	± 5 % ± 10 %	E 24 E 12	n'existent pas chez tous les constructeurs
3	10 Ω	1 MΩ	1000 V	9,3	32	0,8	± 5 %	E 12	n'existent pas chez tous les constructeurs

Coefficient de température : +200, −1200, 10^{-6}/°C.
Catégorie climatique : −55 °C, +155 °C.
Marquage selon le code des couleurs à 4 anneaux.


ΔR (%)
W (%)
8
7,2
6,4
5,6
4,8 150
4 125
3,2 100
2,4 75
1,6 50
0,8 25
10⁵
7 · 10⁴
5 · 10⁴
3 · 10⁴
2 · 10⁴
10⁴
7 · 10³
5 · 10³
3 · 10³
2 · 10³
10³
t (h)
ϑ (amb) °C
20
30
40
50
60
70
80
90
100
110
120
ΔR %
2
1,6
1,2
0,8
0,4
50
70
90
110
130
10 000 h
50
25
10 M
70
33
50
R (Ω)
90
66
ED
110
75
130
1 M
0,1 M
10 k
100
10
°C
100

RÉSISTANCES

Calcul de la dérive d'une résistance à couche (Abaque p. 56).
W (%) = charge de la résistance en fonction de sa dissipation nominale ρ_n,
θ (amb) °C = température ambiante en °C,
θ (sup) °C = température superficielle de la résistance,
ED = durée de fonctionnement par jour en % par rapport à 24 h,
R (Ω) = valeur de la résistance,
ΔR %/10 000 h = dérive en % après un fonctionnement de 10 000 h,
t (h) = temps total de fonctionnement prévu,
ΔR % = dérive à la fin de l'essai.

Exemple : soit une résistance de 10 kΩ dissipant 75 % de P_n à θ amb de 60 °C; quelle sera la dérive après 30 000 h.
On trace une droite de 75 % (W %) à 60 °C (θ amb), puis à angle droit à 60 °C à 100 % ED, encore à angle droit à 10 kΩ (RΩ), toujours à angle droit jusqu'à $3 \cdot 10^4$ (th); enfin, du point trouvé on aboutit par un dernier angle droit à 2 % sur l'échelle (ΔR %). La droite donne également la dérive pour 10 000 h, soit 1,3 % sur l'axe ΔR/10 000 h.

• Résistances à couche métallique

Caractéristiques	Usage courant	Haute stabilité et précision
Stabilité	⩽1 %	⩽0,1 %
Tension de bruit	⩽0,2 μV/V	⩽0,1 μV/V
Coefficient de temps (10^{-6}/°C)	±200, ±100, ±50	±50, ±25
Plage de température	−55 + 155 °C	−65 + 155 °C
Haute fréquence	très bonne tenue	
Marquage	code des couleurs	en clair

Type	W	$R_{min} - R_{max}$	V_{max}	Tolérances	Série	Utilisations
Usage courant	0,25 0,5	1 Ω − 330 kΩ 1 Ω-1 MΩ	300 350	±5, ±2, ±1 %	E 24 E 48 E 96	Professionnelles Industrielles
Haute stabilité et précision	0,125 0,25 0,5 1 2	1 Ω-330 kΩ 1 Ω-1 MΩ 1 Ω-2 MΩ 1 Ω-1,5 MΩ 1 Ω-2 MΩ	250 300 350 500 750	±0,1 % ±0,2 % ±0,5 % ±1 % ±2 %	E 192 E 96 E 48 E 12	Professionnelles Précision

Résistances spéciales

• **Résistances miniatures** (MELF) pour montage en surface (CMS) des circuits imprimés, côté soudure.
Gamme des valeurs : 1 Ω à 10 MΩ.
Tolérances : ±5, ±10 % (séries E 24-E 12).
Valeurs limites : 0,125 W (à 70 °C), V_{max} 200 V.
Températures limites : −55 + 155 °C.
Dimensions : 3,2 × 1,6 × 0,6 mm.

— **Résistances à couche de carbone**
Valeurs élevées : jusqu'à 10 GΩ, 1 W, 2000 V, ±10 %.
Haute tension : jusqu'à 5000 V, 4 W, 10 GΩ, ±10 %.

— **Résistances à couche d'oxyde métallique**
De puissance : 1 W à 7 W, de 4,7 Ω à 56 kΩ (pour 7 W), ±5 %, de −55 °C à +250 °C, $\pm 500 \cdot 10^{-6}$/°C.
Très haute tension : continu 14 kV, impulsions 50 kV, de 2 MΩ à 150 GΩ, ±5 %, −1500 à −2000, 10^{-6}/°C, bruit : 2 μV/V.

— **Résistances à couche métallique gravée** (Vishay-Sfernice)
De haute précision : jusqu'à 0,01 %, de 2 Ω à 2000 kΩ, coefficient de température : −10, 10^{-6}/°C entre −55 et +125 °C, stabilité : 25, 10^{-6} par an.
De très haute précision scellées immergées dans l'huile : jusqu'à 0,001 %, de 100 Ω à 75 kΩ ou de 30 Ω à 750 kΩ, coefficient de température : $\pm 1 \cdot 10^{-6}$/°C entre 0 et +60 °C, stabilité : $5 \cdot 10^{-6}$ par an, bruit non mesurable.

— **Résistances à couche épaisse**
Sur plaquette : surtout utilisées pour réaliser des circuits hybrides et des sous-ensembles complets à la demande.

• **Résistances agglomérées**
Gamme des valeurs : 4,7 Ω à 22 MΩ (séries E 6 et E 12).
Dissipation : 0,5 W - 1 W - 2 W.
Marquage : code des couleurs à 4 anneaux.
Tolérances : ±10 % - ±20 %.
Stabilité : 15 % pour 1000 H.
Bruit : 5 μV/V.

Ces modèles sont robustes et économiques, cependant, ils sont affectés d'un bruit élevé et d'une dérive négative importante; c'est pourquoi ils sont de moins en moins utilisés.

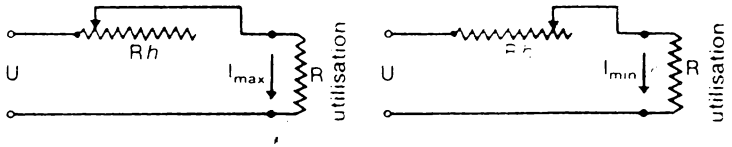
Choix d'une technologie

— **Résistances à couche de carbone :** usages courant et industriel lorsque la stabilité n'est pas impérative.
— **Résistances à couche métallique :** usages industriel et professionnel lorsque la stabilité, la précision et le niveau de bruit doivent avoir des caractéristiques poussées.
— **Résistances bobinées :** tous usages de puissance.

RÉSISTANCES

4. RÉSISTANCES VARIABLES

En rhéostats



Contrôle l'intensité dans le circuit :

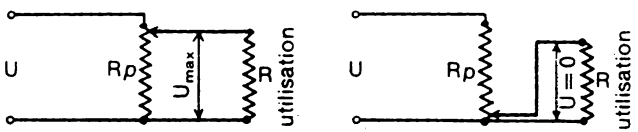
$$Rh_{min} : I_{max} \quad Rh_{max} : I_{min}.$$

Pour obtenir une réduction de l'intensité I_{max} à une valeur I_{min}, la résistance Rh du rhéostat est égale à :

$$Rh = R_u \left(\frac{I_{max}}{I_{min}} - 1 \right)$$

R_u = résistance du circuit d'utilisation.

En potentiomètres



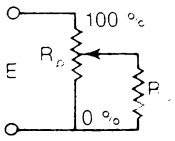
Contrôle la tension dans le circuit.
Pour éviter que le potentiomètre ne modifie la linéarité de la variation de tension entre 0 et U, il faut que $R_u \gg R_p$.
La loi de variation peut être linéaire ou logarithmique.

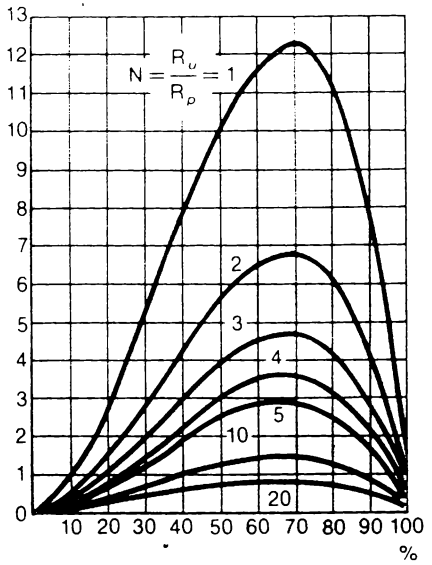
Principaux types de résistances variables

Note : Série E 3 = 1 - 2,2 - 4,7 par décade.

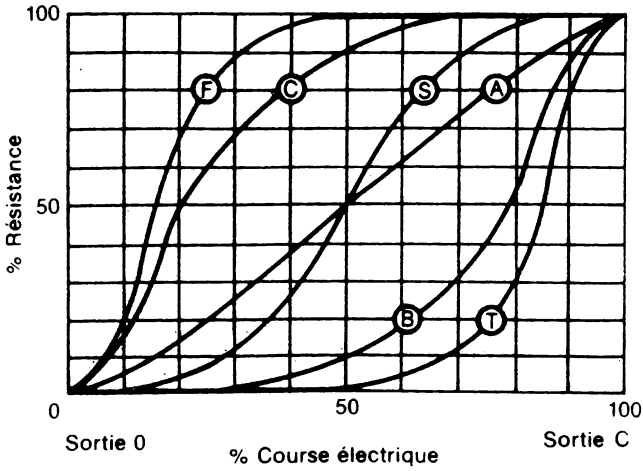
$P_{70°C}$ (W)	R_{min}	R_{max}	Loi	T_{max} (°C)	Tolérance	Série	Normes	Types
Résistances variables bobinées								
0,25	10 Ω	10 kΩ	lin.	125	± 10 %	E 3	N.F.C. 93 265 C.C.T.U. 05.05	Faible dissipation ajustables
0,75								Faible dissipation variables
1	10 Ω	10 kΩ	lin.	125	± 20 %	E 3		
3	39 Ω	47 kΩ	lin.	125	± 10 %	E 6		
12	1 Ω	2,2 kΩ	lin.	300	± 10 %	E 3	C.C.T.U. 05.03 A N.F.C. 83 252	Forte dissipation
25	1 Ω	4,7 kΩ						
55	1 Ω	5,6 kΩ						
100	1 Ω	15 kΩ						
250	1 Ω	22 kΩ						
500	1 Ω	33 kΩ						
1000	1 Ω	100 kΩ						
5	10 Ω	150 kΩ	lin.	105	± 5, ± 1 %	E 3	N.F.C. 93 265 C.C.T.U. 05.02 A	Précision 1 tour avec ou sans butée
			log.		linéarité ± 0,5 %			
			sinus cosinus		± 0,1 %			
5	20 Ω	150 kΩ	lin.	105	± 3, ± 1 %	E 3		Précision multi-tours
3			log.					
Résistances variables non bobinées								
0,3/0,06	10 Ω	4,7 MΩ	lin.	70	± 10 %	E 3	N.F.C. 83 250 N.F.C. 93 251 C.C.T.U. 05.01 A	Carbone rotatif
0,15/0,03	1 kΩ	2,2 MΩ	log.					
0,3/0,06	100 Ω	4,7 MΩ	lin.	70	± 10 %	E 3		Carbone linéaire
0,18/0,04	1 kΩ	2,2 MΩ	log					
4	10 Ω	10 MΩ	lin.	125	± 20 %	E 3		Cermet-vermet professionnel
1,5	22 Ω	2,2 MΩ	lin.	125	± 10 %	E 3		
0,75	1 kΩ	1 MΩ	log.					
0,5	1 kΩ	220 kΩ	lin.	70	± 10 %	E 3	N.F.C. 93 255	Précision 1 tour avec ou sans butée plastique conducteur
4					linéarité ± 0,05 %			

Influence de la charge d'un potentiomètre sur l'exactitude de la loi de variation linéaire.





Courbes normalisées des potentiomètres non bobinés au carbone ou au cermet.



Loi de variation de la résistance

A : Linéaire

S : Courbe en S

B : Logarithme droite

$R_{ba} = 10\ \%\ R_t$ à moitié course

C : Logarithme inverse

$R_{bc} = 10\ \%$

F : Exponentielle inverse

$R_{bc} = 1.5\ \%\ R_t$ à moitié course

Résistances ajustables à piste Cermet pour étalonner les circuits, commande par tournevis

Température : $-55\,°C$ à $+125\,°C$. Coefficient de température :

$$\pm 50,\ \pm 100 \cdot 10^{-6}/°C.$$

— **Ultra miniature :** pour circuits hybrides : $4 \times 5 \times 2$ mm - 10 Ω à 1 MΩ loi linéaire, série E3 - dissipation 0,15 W à 70 °C.

— **Miniature industriel :** circulaire Ø 7 mm, $h = 5{,}6$ mm - dissipation : 0,75 W à 40 °C - 10 Ω à 1 MΩ loi linéaire, série E3.

— **Normaux étanches :** carrés : $12 \times 12 \times 10$ mm, ou circulaire Ø 12,6 mm, $h = 10$ mm - 22 Ω à 10 MΩ loi linéaire - dissipation : 1 W à 70 °C.

— **Multitours étanches :** carrés : $9{,}5 \times 9{,}5 \times 4{,}5$ mm - 10 Ω à 2,2 MΩ, loi linéaire - course 22 tours - dissipation : 0,75 W à 40 °C.

D. 1

CONDENSATEURS

1. CONDENSATEUR EN CONTINU

Capacité

Deux corps conducteurs séparés par un isolant constituent un condensateur.
Valeur :

$$C = 8{,}85 \cdot 10^{-12} \frac{\varepsilon S}{e} \quad \text{(unités S.I.).}$$

C en farad, S : surface des armatures en regard en m^2,
e épaisseur du diélectrique en m,
ε pouvoir spécifique inducteur, ou constante diélectrique, ou permittivité de l'isolant par rapport au vide ($\varepsilon = 1$). On admet que pour l'air sec, à la pression atmosphérique normale $\varepsilon \simeq 1$ tout comme pour le vide.
On distingue parfois : ε_0 = constante diélectrique du vide et εr = constante diélectrique relative, à ce moment : $\varepsilon_0 = 1$ et εr dans l'air du corps par rapport au vide = 1,00576. En pratique on néglige cette différence et on confond : ε_0 et εr.
Un condensateur possède une capacité de 1 farad, lorsqu'il emmagasine 1 coulomb, sous une d.d.p. de 1 volt entre ses armatures.

Unités pratiques

Microfarad (μF) : 10^{-6} F.
Nanofarad (nF) : 10^{-9} F.
Picofarad (pF) : 10^{-12} F.

Énergie emmagasinée par un condensateur et récupérable : $W = \frac{CU^2}{2}$.
W en joules, C en farads, U en volts.

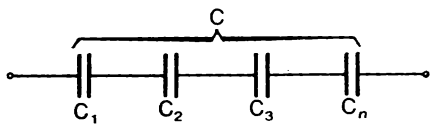
Condensateurs en série

L'épaisseur du diélectrique devient la somme des épaisseurs des diélectriques de chacun des condensateurs; la capacité résultante est plus petite que la plus petite des capacités :

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} + \ldots + \frac{1}{C_n}.$$

Pour deux condensateurs :

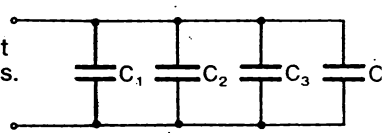
$$C = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2} :$$



Condensateurs en parallèle

La surface des armatures en regard devient la somme des électrodes des condensateurs.

$$C = C_1 + C_2 + C_3 + \ldots C_n.$$



Tension d'isolement des condensateurs

Un condensateur doit avoir ses armatures isolées en fonction de la tension appliquée à ses bornes. La nature et l'épaisseur du diélectrique doivent être choisis en conséquence.
La rigidité diélectrique, ou tension de percement, s'exprime en V/m, en pratique : kV/mm.

Rigidité diélectrique de l'air sec à la pression atmosphérique normale :

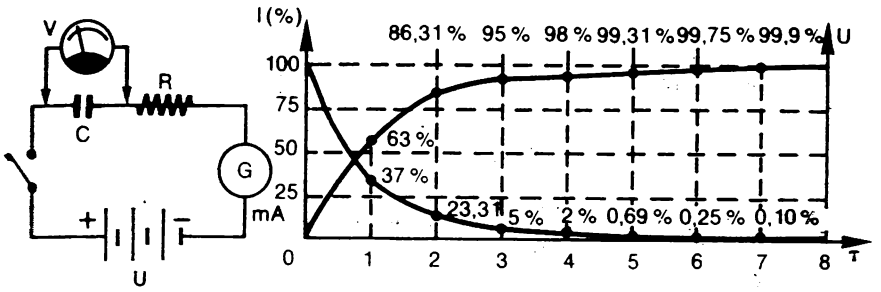
Épaisseur en mm	Rigidité : kV/mm
0,4	5,25
0,6	4,95
0,8	4,62
1—	4,36
2—	3,78
4—	3,45
6—	3,27
8—	3,11
10—	2,98
12—	2,88
16—	2,74

On voit que la rigidité diélectrique n'est pas linéaire, elle est relativement plus grande pour les faibles épaisseurs de diélectrique que pour les épaisseurs plus importantes (cas général).

Exemple : mica rose : 200 kV/mm pour 10 µm
40 kV/mm pour 1 mm.

Constante de temps : $T = CR$.

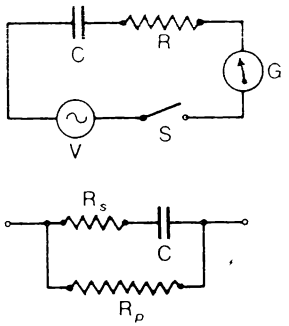
T en secondes, C en farads, R en ohms.
La charge d'un condensateur a lieu en un temps infini (théorique). Car la courbe est exponentielle. Pratiquement la charge est considérée terminée à 1/1000 près au bout de 6,9 T.

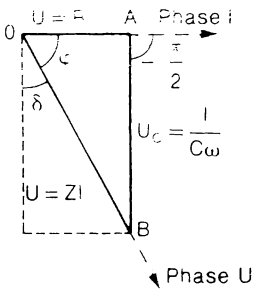


Charge d'un condensateur en courant continu (I *et* U).

CONDENSATEURS

2. CONDENSATEUR EN ALTERNATIF





Dans un circuit capacitif, φ est négatif : I est déphasé en avant sur U.

$$U_c = \frac{I}{C\omega}$$

$$\text{tg } \varphi = \frac{1}{C\omega R}$$

$$Z = \sqrt{R^2 + \frac{1}{C^2\omega^2}}$$

si R est nul :

$$X_C = \frac{1}{C\omega} \text{ c'est la capacitance, en ohms}$$

$$I = UC\omega.$$

Puissance dans le circuit :

P. moyenne = P = UI cos φ (watts)
P. active = P = RI^2 (watts)
P. réactive = Q = UI sin φ (VAR)
P. apparente : S = UI (VA)

$$\cos \varphi = \frac{R}{Z}$$

$$\sin \varphi = \frac{1}{ZC\omega}.$$

Un condensateur réel comporte par construction, une résistance série Rs (électrodes, fils de sortie) et une résistance parallèle R_p (isolement du diélectrique).
Le courant qui traverse le condensateur est la résultante d'un courant watté en phase (pertes) et d'un courant dewatté dû à la capacité pure.
φ est l'angle de phase, son complément est l'angle de perte :

$$\text{tg } \delta = R_S C\omega$$

plus l'angle de perte est petit, meilleur est le condensateur.
On commet une erreur négligeable en admettant que le facteur de puissance, la tangente δ et l'angle δ sont égaux et égal à $R_S C\omega$. Cette valeur mesure la qualité du diélectrique à la fréquence de mesure.

Capacitance en ohms des condensateurs en fonction de la fréquence

$$\left(Z = \frac{1}{C\omega}\right).$$

Capacité en µF	Fréquence en hertz			
	50	1 000	150 000	1 500 000
0,001	3 185 000	159 000	1 062	106
0,01	318 500	15 900	106	10,6
0,1	31 850	1 590	10,6	1,06
0,5	6 370	318	2,1	0,21
1	3 185	159	1	0,1
10	318	16	0,1	0,01

CONDENSATEURS

3. DIFFÉRENTS MODELES, CARACTÉRISTIQUES, NORMES

Caractéristiques générales

Constante diélectrique relative : εr

Comprise entre 1 et 15000, varie en fonction de la fréquence, de la température et de la tension. Les diélectriques à εr faible sont les plus stables.

Rigidité diélectrique : kV/mm.

Détermine la résistance d'isolement du condensateur, elle diminue lorsque la température, la fréquence et le degré hygrométrique augmentent.
Elle diminue de moitié lorsque la température augmente de 7 à 12 °C selon les diélectriques.

Influence de la fréquence

Les pertes augmentent dans les diélectriques selon leur nature aux basses fréquences et aux fréquences élevées limitant la plage d'utilisation des condensateurs.

Absorption diélectrique

Un condensateur chargé mis en court-circuit pendant quelques secondes ne se décharge pas complètement par suite de l'énergie stockée dans le diélectrique. Cette absorption est très variable en fonction de la nature des diélectriques; elle provoque une diminution de la capacité lorsque la fréquence augmente.

Caractéristiques et normes des différents types

Se reporter au tableau des pages 74 à 76.

Condensateurs au papier : N.F.C. 93 140

Usage général : en nette régression, remplacé par film plastique.

Usage industriel : pour correction du facteur de puissance de l'installation électrique.
Dans un circuit :

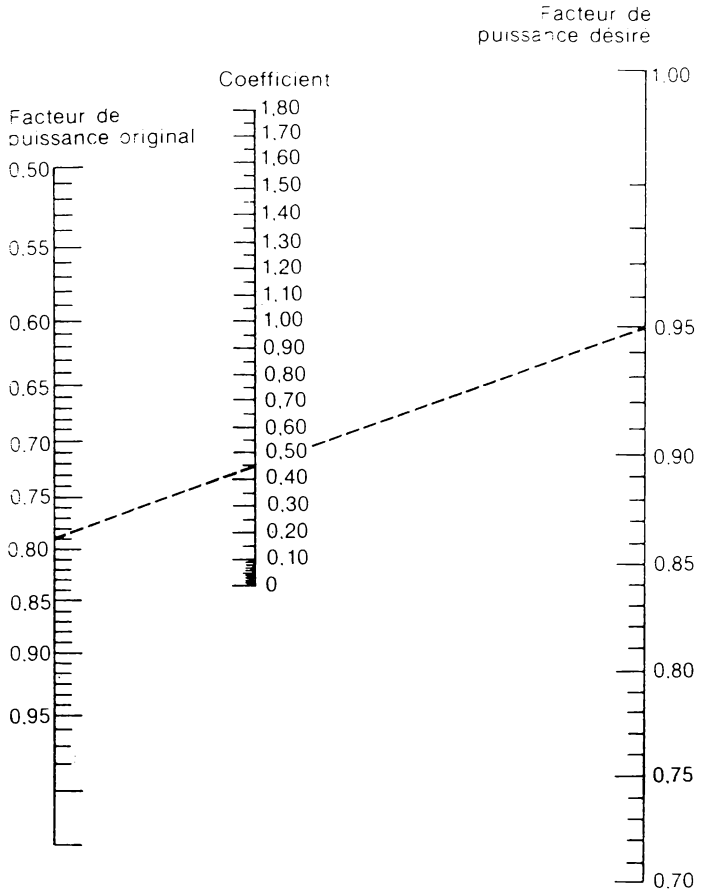
- le courant watté s'exprime en VA (voltampère),
- le courant dewatté en VAR (voltampère réactif),
- le courant total en W (watt) : $\cos \varphi = \frac{W}{VA}$ (facteur de puissance).

$I \text{ total} = \sqrt{(I \text{ actif})^2 + (I \text{ réactif})^2}$.

On place dans le circuit un condensateur fournissant la même intensité réactive $I_C = U_C C\omega$ et le facteur de puissance redevient égal à 1.

Abaque pour la correction du facteur de puissance.

Soit un moteur consommant au wattmetre 140 kW, facteur de puissance 0,79; facteur de puissance désiré 0,95.
En alignant ces deux points on obtient le coefficient de correction : 0,45.
Les kVAR nécessaires sont : $140 \times 0{,}45 = 63$ kVAR.
Choisir le ou les condensateurs nécessaires dans les catalogues.

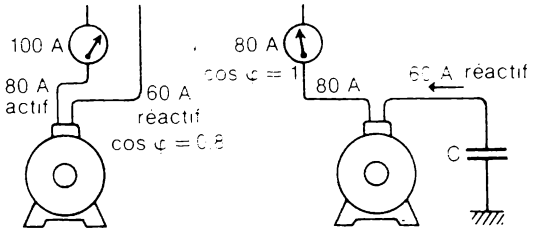


CONDENSATEURS

Exemple : un moteur consomme 100 A au compteur avec un facteur de puissance de 0,8, d'où :

$$I \text{ active} = 80 \text{ A} \quad I \text{ réactive} = 60 \text{ A}$$
$$100 \text{ A} = \sqrt{(80)^2 + (60)^2}$$

si on place une batterie de condensateurs fournissant 60 A réactifs le facteur de puissance est 1 et le compteur marque 80 A. d'où économie de consommation pour l'utilisateur.



Condensateurs au papier métallisé

Un défaut est éliminé par auto-cicatrisation. Elle se produit mal lorsque la tension aux bornes est faible (< 10 V). Ce type est déconseillé pour les découplages sous faible tension et dans les circuits ne pouvant tolérer des courts-circuits momentanés.

Condensateurs aux films plastiques

Ils peuvent être métallisé; les normes distinguent :

— Type I : pour accord des circuits oscillants; bonne stabilité, angle de perte faible, tolérances : ± 1 % à ± 5 %.
— Type II : pour liaison, découplage, discriminateur; performances moins poussées, tolérances : ± 5 % à ± 20 %.
— Caractéristique A : aucune auto-cicatrisation n'est tolérée.
— Caractéristique B : lors de l'essai de la norme, pas plus de deux auto-cicatrisations.
— Caractéristique C : les auto-cicatrisations sont admises.

Polystyrène : C.C.T.U. 02.11 A. - N.F.C. 83
Excellent diélectrique à température limitée à 85 °C ne peut pas être métallisé. Utilisations : accord des circuits, filtres, intégrateurs, stockage d'énergie...

Polycarbonate : N.F.C. 83 153.
Grande stabilité, très faible angle de perte, très forte résistance d'isolement, fiabilité exceptionnelle; sont surtout métallisés.
Type I : accord des circuits.
Type II : liaison, découplage.
Condensateurs non métallisés haute-tension à diélectrique mixte : polycarbonate et papier imprégné de résine époxy ou d'huile minérale, filtrage haute-tension, impulsions.
Correspondance entre les tensions de service en continu et en alternatif 50 Hz pour un même condensateur.

U_n V_{cc}	630	1 000	1 500	2 500	3 500	5 000	7 500	10 000	12 500	15 000	20 000	25 000
U_{eff} 50 Hz	220	300	380	500	700	1 000	1 400	1 750	2 250	2 500	2 750	3 000

Polyester : N.F.C. 83 150.
Film surtout employé métallisé donne des condensateurs économiques de type II et de caractéristiques B et C ayant une résistance d'isolement élevée pour liaison, découplage, impulsions.

Polypropylène : N.F.C. 93 156 - N.F.C. 93 157.
Film métallisé pour condensateurs utilisés en alternatif ou sous impulsions. Non métallisé associé au papier imprégné à l'huile synthétique pour la correction du facteur de puissance jusqu'à 200 kVAR par élément.

Polysulfone et téflon :
Films pour condensateurs fonctionnant à température élevée 150 °C et 200 °C pour matériel professionnel.

Condensateur au verre : C.C.T.U. 02-15

Destiné à compléter ou à remplacer le mica pour l'accord des circuits en haute-fréquence.

Condensateurs céramique : N.F.C. 83 131--83 132 - N.F.C. 93 132-93 133

— Groupe I.
Diélectrique stable, εr entre 15 et 120 à coefficient de température défini en fonction de εr respectivement entre $+100$ et $-1500 \cdot 10^{-6}$/°C, angle de perte faible, isolement élevé en H.F., donne des condensateurs pour l'accord des circuits, monolythiques disques ou plaquettes. Permet également la fabrication de condensateurs haute-tension et de puissance en haute-fréquence en assiette, tube à refroidissement par air ou par eau jusqu'à 2500 kVAR. C.C.T.U. 02.13.

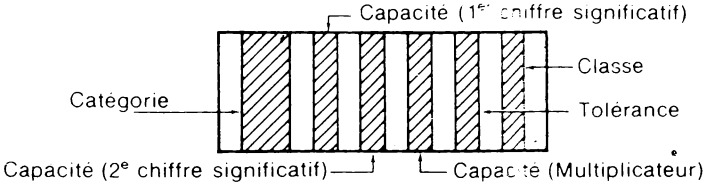
— Groupe II.
Diélectrique instable, εr entre 1000 et 10000 (exceptionnellement 50000) coefficient de température non défini et irrégulier avec des pertes plus élevées, donne des condensateurs miniatures pour le découplage en haute-fréquence, ainsi que des condensateurs haute-tension et de puissance à tolérances larges. Marquage en clair, le marquage par code de couleurs a pratiquement disparu.

D.3

CONDENSATEURS

Condensateurs au mica : N.F.C. 83 120 - C.C.T.U. 02.01 B

Excellent diélectrique pour la haute fréquence permettant d'obtenir des condensateurs miniatures, des chips pour micro-électronique destinés à l'accord des circuits, ainsi que des condensateurs haute tension et pour puissance réactive importante en haute fréquence.
Le marquage au code des couleurs de certains condensateurs est donné en annexe.



Marquage de certains condensateurs au mica :

Couleur	Catégorie	CAPACITÉ		TOLÉRANCE		Classe	Tension Point de couleur
		Chiffres significatifs	Multiplicateur	%	pF		
Noir		0	1	20	2		
Marron		1	10	1			160 V
Rouge	454	2	100	2		1	250
Orange	455	3	1 000			2	300
Jaune	434	4	10 000			4	400
Vert	435	5				3	500
Bleu	424	6					630
Violet		7		0,5			
Gris		8					
Blanc		9					
Or				5	0,5		
Argent				10	1		
Autres tensions marquées en clair. Pas de marquage pour la tension 63 V.							

Catégories climatiques (voir A. 1, p. 9)

Classes de coefficient de température :

Classe	Coefficient de température $(10^{-6})/°C$	Limite de la dérive de capacité après cycle thermique (pF)
1	− 200 à + 200	$\pm (5 \cdot 10^{-3} C_n + 0{,}1)$
2	− 20 à + 100	$\pm (1 \cdot 10^{-3} C_n + 0{,}1)$
3	− 20 à + 50	$\pm (5 \cdot 10^{-4} C_n + 0{,}1)$
4	20 à + 30	$\pm (5 \cdot 10^{-4} C_n + 0{,}1)$

Condensateurs électrolytiques

— **Aluminium**
Condensateurs polarisés pour le courant continu et la basse fréquence, à angle de perte élevé, à tolérances larges et à capacités importantes.

• **Électrolyte liquide :** N.F.C. 93 110 - N.F.C. 83 110.

Type I : longue durée de vie, faible résistance série, haute température de fonctionnement jusqu'à + 125 °C.
Type II : usage général, performances moins poussées.
Basse tension : 4-6,3-10-16-25-40-63 V.
Haute tension : 100-160-250-315 ou 350-500 V.
Capacités normalisées : série E 6.

• **Électrolyte solide**
Basse tension : 6,3 à 40 ou 63 V - miniatures.

— **Tantale**
Condensateurs polarisés ou non pour le courant continu et la basse fréquence, pour matériel professionnel.

• **Électrolyte liquide :** N.F.C. 83 112.
Basse tension : 4 V à 100 V ou 125 V - courant de fuite faible.

• **Électrolyte solide :** N.F.C. 83 112.
Basse tension : 2 V à 125 V - courant de fuite très faible, stockage illimité, pour matériel professionnel.

Condensateurs variables

Associé en parallèle avec un bobinage la fréquence du circuit oscillant est donnée par la formule de Thomson :

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \cdot \quad f \text{ en hertz, L en henry, C en farad.}$$

D'autre part : $$\lambda = \frac{f}{V} \cdot$$

λ est la longueur d'onde en mètre, f la fréquence en hertz et V la vitesse de propagation des ondes électromagnétiques; c'est une constante égale à $3 \cdot 10^8$ m/s.

D.3

CONDENSATEURS

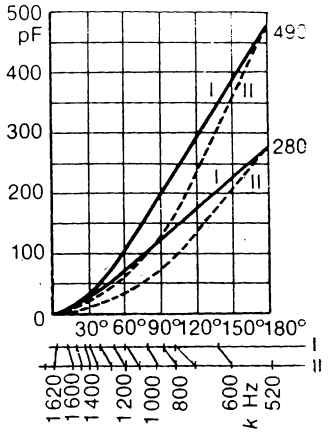
Pour couvrir une gamme de fréquence, un condensateur variable à variation linéaire de capacité donne une variation logarithmique en longueur d'onde et en fréquence (1).
Dans un récepteur, les stations sont espacées régulièrement en fréquence tout au long de la gamme à couvrir, il serait logique de prévoir une variation linéaire en fréquence. A ce moment la variation de capacité est logarithmique (2). Technologiquement cette solution n'est pas retenue, car il devient impossible de fabriquer des condensateurs de petites dimensions et sans effet microphonique.
Il est normalisé deux courbes : la courbe linéaire et la courbe « midline » qui est intermédiaire entre la courbe à variation logarithmique de capacité et la courbe linéaire en fréquence. On obtient ainsi un même *pourcentage* de variation de fréquence pour une même rotation de l'axe. La figure (3) donne ces deux courbes pour un condensateur de 490 + 280 pF.

Forme des lames mobiles

linéaire en capacité (1)

linéaire en fréquence (2)

Mid-line (3)



Types	gr	Angle de perte (10^{-4})	Rigidité (kW/mm)	Coef. de temp. (10^{-6}/°C)	Temps d'uti. min. (°C)	Temps d'uti. max. (°C)	Isolement (MΩ/μF)	Fréquences d'utilisa. min.	Fréquences d'utilisa. max.	Tension de service (V)	Capacités C_n min.	Capacités C_n max.	Tolérances maximales
Papier (usage général)	3,4/5,5	30/60	20/40	+ 200 à + 800	− 55	+ 100	1 000	C.C.	1 MHz	160/ 1 000	1 nF	1 μF	± 5 % ± 20 %
Industriel									50/60 Hz	1 000/ 10 000	5 kVAR	25 kVAR	± 10 %
métallisé	3,5/5	100	—	—	— 55	+ 100	500	C.C.	1 MHz	63 630	1 nF 1 nF	10 μF 1 μF	± 10 % ± 20 %
Polystyrène	2,4/2,6	5/10	75	− 120	− 55	+ 85	10^6	C.C.	1 000 MHz	63 1 000	100 pF 100 pF	0,6 μF 50 nF	± 1,25 % ± 10 %
Polycarbonate	2,8	10/20	180	± 75	− 55	+ 125	500/2 500 à + 125 °C	C.C.	1 000 MHz	40 400	1 nF 0,47 nF	22 μF 1 μF	± 1 % ± 5 %
Polyester	3,25	30/70	275	± 50	− 55	+ 125	10^4 à 20 °C	C.C.	1 000 MHz	160 1 600	1 nF (non métallisé)	0,47 μF	± 5 % ± 20 %
métallisé	—	—	—	—	—	—	500	—	—	40 630	1 nF 1 nF	22 μF 1 μF	± 5 % ± 20 %
Polypropylène métallisé	2,2	10/20	350	− 250	− 55	+ 100	10^6	C.C.	1 000 MHz	160 630	1 nF 1 nF	4,7 μF 1 μF	± 5 % ± 20 %
industriel	—	—	—	—	− 25	001 45	—		50/60 Hz	1 500/ 20 000	100 kVAR	200 kVAR	± 20 %
Polysulfone		15/30		± 30	− 55	+ 150	$10^6/10^2$	C.C.	1 000 MHz	63 400	1 nF 1 nF	4,7 μF 0,22 μF	± 20 % ± 20 %
Teflon		10/20		± 100	− 55	+ 200	$10^6/10^2$	C.C.	1 000 MHz	160 400	10 nF 470 pF	2,2 μF 0,22 μF	± 20 %
Mica	6,8/7,5	2/8	40/200	± 20/ ± 200	− 55	+ 155	10^6	1 kHz	1 000 MHz	63 500	4,7 pF 4,7 pF	10 nF 1 nF	± 0,25 % ± 10 %
haute tension puissance		10						0,1 MHz	1 000 MHz	500 5 000	4,7 pF 4,7 pF	0,15 μF 47 nF	± 1 % ± 10 %

Verre	4,5/6,8	10/20	20	+ 140	− 55	+ 125	500 (à 125 °C)	0,1 MHz	1 000 MHz	63 500	270 pF 0,5 pF	0,1 µF 10 nF	± 1 % ± 10 %
Céramique Groupe I	15 30 35 45 75 120	10/15 — — — —	10 — — — —	+ 100 ± 30 − 330 − 470 − 750 − 1 500	− 55	+ 125	10^5	1kHz	1 000 MHz	25 500 1 000 10 000 12 000	1 pF 1 pF 2,2 pF 10 pF puissance refroidissement par eau 2 500 kVAR	4,7 nF 1 nF 0,68 nF 0,33 nF	± 2 % ± 20 % ± 10 % —
groupe II	1 000 10 000	100/300	4/6	non défini	− 55	+ 125 + 85	10^3	1 kHz	200 MHz	25 500 1 000 6 000 puissance jusqu'à 20 000	100 pF 100 pF 82 pF 110 pF 470 pF	1 µF 0,1 µF 10 nF 1,8 nF 5 nF	± 10 % − 30, + 70 % − 20, + 50 %
Électrolytique Aluminium liquide													Caractéristiques
Type I	9	0,12/1,25			− 55	+ 85		C.C.	100 kHz	6,3/100	10 µF	100 000 µF	faible R. série
		0,12/1,25			− 55	+ 125		C.C.	10 kHz	6,3/160	10 µF	150 000 µF	2 000 H à 125 °C ou 200 000 H à 40 °C
Type II		0,35/1,25			− 25	+ 70		C.C.	10 kHz	6,3/63	100 µF	10 000 µF	Basse tension
					− 40	+ 85		—	—	100 /500	2,2 µF	100 µF	Haute tension
solide	9	0,35/1,25			− 55	+ 125		C.C.	10 kHz	6,3/40	0,1 µF	68 µF	miniat. plast.
					− 80	+ 125		C.C.	10 kHz	6,3/63	2,2 µF	330 µF	boîtier alu
Tantale liquide	20/26	0,05/0,80			− 55	+ 125		C.C.	10 kHz	6,3/125	1 µF	12 000 µF	+ 10 %
					− 55	+ 125		C.C.	10 kHz	2 /50	0,1 µF		− 15 + 50 %
solide	20/26	0,02/0,40			− 55	+ 85		C.C.	10 kHz	6,3/63	1 µF	820 µF 150 µF	± 5 % 20 + 40 % —

— Condensateurs variables à diélectrique air

Ils correspondent aux caractéristiques de la normalisation ci-dessous. Ils équipent les récepteurs de qualité. Le modèle 14,5 + 14,5 pF est destiné à la réception de la gamme F.M., il est généralement associé avec un condensateur 280 + 280 pF ou 120 + 280 pF pour permettre la commande unique d'un récepteur A.M.-F.M. Des ajustables peuvent être prévus sur ces condensateurs.

— Condensateurs variables à diélectrique solide : CEI 415

Les lames minces en cuivre sont séparées par une feuille de plastique. On obtient des ensembles comprenant deux condensateurs variables et deux ajustables. Leur loi de variation de capacité est linéaire. Valeurs : 120 + 280 pF ou 95 + 185 pF. Dimensions : 15 × 15 × 11,5 mm ou 20 + 20 + 12,5 mm pour récepteurs miniatures.

Capacité nominale		Capacité résiduelle maximale		Capacité utile minimale des condensateurs ajustables	Loi de variation	Tolérance		Fréquence maximale de résonance en MHz
Oscillateur	Accord HF	Oscillateur HF	Accord			Conformité	Alignement (6)	
380	380	15	15	20	Midline	± (1 % + 1 pF)	± 1 % ou 1 pF	30
200	380	13	15	20	Midline	± (1 % + 1 pF)	± 1 % ou 1 pF	30
280	280	11	12	10	Linéaire ou Midline	± (2 % + 1 pF)	± (1 % + 1 pF)	40
120	280	7	9	10	Linéaire ou Midline	± (2 % + 1 pF)	± (1 % + 1 pF)	40
95	185	5	6	10	Linéaire ou Midline	± (2 % + 1 pF)	± (1 % + 1 pF)	40
14,5	14,5	5	6	—	Linéaire	± 0,5 pF	± 0,5 pF	250

E.1

SELF-INDUCTION

1. CALCUL D'UNE BOBINE DE SELF-INDUCTION

Coefficient de self-induction

Le henry est l'inductance d'un circuit fermé dans lequel une force électromotrice de 1 V est produite lorsque le courant électrique qui parcourt le circuit varie uniformément à raison de 1 ampère par seconde.

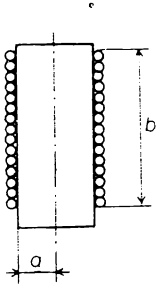
$$1\ \text{H} = 1\ \frac{\text{Vs}}{\text{A}}.$$

Plusieurs formules sont données ci-après, aucune n'est rigoureuse.
En pratique on majore de 10 % le nombre de spires calculé pour une self-induction donnée et on procède à un étalonnage sur un self-mètre.

Formules de Nagaoka

L'auto-inductance des bobines à air à une seule couche peut être déterminée en utilisant la formule de Nagaoka ci-après :

$$L = 2\pi^2 : \left(\frac{2a}{b}\right) n^2 ak = \frac{0{,}0395\, a^2 n^2 k}{b}$$



L : coefficient d'auto-induction en μH.
a : le rayon moyen de la bobine (cm).
b : la longueur de la bobine (cm).
n : nombre total de spires.
k : coefficient dépendant du rapport $\frac{2a}{b}$ dont la valeur est donnée par le tableau ci-dessous.

Valeur de *k* dans la formule de Nagaoka

2 a/b	k	2 a/b	k	2 a/b	k
0	1,0	0,90	0,711	7,00	0,258
0,05	0,979	1,00	0,688	8,00	0,237
0,10	0,959	1,25	0,638	9,00	0,219
0,15	0,939	1,50	0,595	10,00	0,203
0,20	0,920	1,75	0,558	25,00	0,105
0,25	0,902	2,00	0,526	50,00	0,061
0,30	0,884	2,50	0,472	75,00	0,043
0,40	0,850	3,00	0,429	100,00	0,035
0,50	0,818	3,50	0,394	200,00	0,019
0,60	0,789	4,00	0,365	400,00	0,011
0,70	0,761	5,00	0,320		
0,80	0,735	6,00	0,283		

Calcul d'une bobine à air à une couche

Formule empirique simplifiée de Nagaoka.

$$L = k' \cdot n^2 \cdot d \cdot 10^{-3}.$$

$L = \mu H \cdot n =$ nombre de spires. $d =$ diamètre de la bobine en cm. $k' =$ coefficient fonction du rapport d/l de la bobine. $l =$ longueur du bobinage en cm.

$$k' = \frac{100\,d}{4\,d + 11\,l} \quad \text{(valeur approchée).}$$

La valeur exacte de k' est donnée sur le tableau ci-dessous :

d/l	k	d/l	k	d/l	k
0,25	2,26	1,35	8,49	2,45	11,80
0,30	2,65	1,40	8,65	2,50	11,90
0,35	3,03	1,45	8,85	2,55	12
0,40	3,4	1,50	9,05	2,60	12,11
0,45	3,76	1,55	9,23	2,65	12,23
0,50	4,4	1,60	9,40	2,70	12,35
0,55	4,43	1,65	9,57	2,75	12,45
0,60	4,74	1,70	9,72	2,80	12,55
0,65	5,05	1,75	9,92	2,85	12,66
0,70	5,35	1,80	10,05	2,90	12,75
0,75	5,65	1,85	10,20	2,95	12,85
0,80	5,92	1,90	10,37	3	12,95
0,85	6,18	1,95	10,49	3,10	13,11
0,90	6,46	2	10,63	3,20	13,3
0,95	6,71	2,05	10,78	3,30	13,45
1	6,95	2,10	10,92	3,40	13,62
1,05	7,20	2,15	11,05	3,50	13,78
1,10	7,42	2,20	11,18	3,60	13,93
1,15	7,64	2,25	11,3	3,70	14,09
1,20	7,88	2,30	11,42	3,80	14,25
1,25	8,06	2,35	11,56	3,90	14,38
1,30	8,27	2,40	11,67	4	14,5

En simplifiant on a :

$$L = \frac{d^2 \cdot n^2}{40\,d + 110\,l}.$$

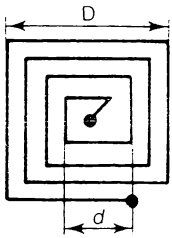
On obtient le coefficient de surtension maximal lorsque :

$$d/l = 2{,}5 \quad \text{ou} \quad l/d = 0{,}4$$

à ce moment la longueur du fil est minimale pour un coefficient de self-induction donné. Ce rapport est difficilement applicable dans la pratique.

SELF-INDUCTION

Calcul d'un bobinage imprimé carré

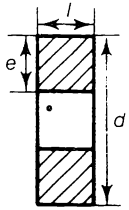


Sur un circuit imprimé ou circuit hybride à couche épaisse :

$$L = \frac{D+d}{A}\, n^{5/3} \cdot \log\left(\frac{4D+d}{D-d}\right).$$

$L = \mu H \cdot D$ = longueur du côté de la dernière spire (mm). d = longueur du côte de la première spire (mm). $A = 72$ pour une inductance carrée. n = nombre de spires.

Calcul d'une bobine à air à plusieurs couches



Formule empirique simplifiée de Nagaoka :

$$L = \frac{0{,}08\, d^2 n^2}{3d + 9l + 10e}.$$

$L = \mu H$. n = nombre de spires. d = diamètre (cm).
l = largeur de la bobine (cm).
e = épaisseur de la bobine (cm).
Le coefficient de surtension maximal est obtenu pour une bobine en nid d'abeilles de section carrée : $l = e$ et $d/e = 3$. A ce moment une indication de la valeur de self-induction est :

$$L = \frac{n^2 d}{100}.$$

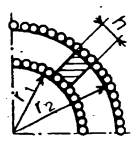
Calcul de L à partir de l'impédance et de la résistance ohmique

Envoyer un courant alternatif ($\approx$3 A/mm^2) dans la bobine, mesurer la tension U, l'intensité I, la puissance P :

Impédance $Z = \frac{U}{I}$ | Résist. ohmique $R = \frac{P}{I^2}$

$$L_{[H]} = \frac{1}{\omega}\sqrt{Z^2 - R^2}.$$

Calcul de L pour une bobine annulaire



$$L_{[H]} = \frac{0{,}4606 \cdot h \cdot N^2}{10^8} \lg \frac{r_2}{r_1}.$$

Dimensions de la bobine en cm.

Induction mutuelle

Une bobine d'inductance traversée par un courant I est également traversée par un flux Φ :

$$\Phi = LI.$$

Si une deuxième bobine voisine de la première est traversée par un flux Φ_1 on dit qu'il y a induction mutuelle :

$$\Phi_1 = MI.$$

M = coefficient d'induction mutuelle

$$M = k\sqrt{L_1 L_2} \quad \text{ou} \quad k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}.$$

k = coefficient de couplage (valeur comprise entre 0 et 1).
Lorsque k est très faible le couplage est « lâche », au-dessus de quelques dixièmes, il est dit « serré ». Pour deux bobines séparées il est au maximum de l'ordre de 0,6.

Inductance en série

Comme pour les résistances, s'il n'y a pas induction mutuelle, les inductances s'ajoutent :

$$L = L_1 + L_2 \ldots$$

S'il y a induction mutuelle :

$$L = L_1 + L_2 \pm 2M.$$

Le coefficient M est positif lorsque les deux enroulements tournent dans le même sens, il est négatif lorsqu'ils sont en opposition.

Inductances en parallèle

Sans effet d'induction mutuelle :

$$\frac{1}{L} = \frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} \ldots$$

Avec induction mutuelle :

$$L = \frac{L_1 L_2 - M^2}{L_1 + L_2 - 2M}$$

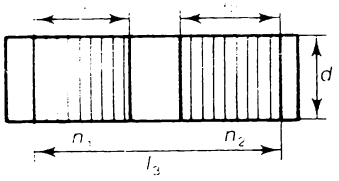
E. 1

SELF-INDUCTION

Calcul de la mutuelle induction

On mesure les deux inductances selon la formule empirique simplifiée de Nagaoka. La valeur de k est donnée par le tableau de la page 78.

$$L_1 = k_1 \cdot n_1^2 \cdot d \cdot 10^{-3}$$
$$L_2 = k_2 \cdot n_2^2 \cdot d \cdot 10^{-3}.$$



Puis on calcule l'inductance totale :

$$L_3 = k_3 (n_1 + n_2)^2 \cdot d \cdot 10^{-3}$$

On sait que $L_3 = L_1 + L_2 + 2M$ d'où $M = \dfrac{L_3 - (L_1 + L_2)}{2}$.

M est positif pour deux enroulements bobinés dans le même sens et négatif lorsqu'ils sont bobinés en sens inverse.
Avec un self-mètre, on branche en série les deux bobines, on les mesure puis on les branche en opposition et on effectue une seconde mesure :

$$L_a = L_1 + L_2 + 2M \quad \text{et} \quad L_b = L_1 + L_2 - 2M$$
$$M = \frac{L_a - L_b}{4}.$$

Il n'y a pas d'autre moyen de déterminer la mutuelle induction de deux bobines placées côte à côte et n'ayant ni le même support, ni les mêmes dimensions.

Le fil pour bobines à haute fréquence

Les principales causes de pertes dans le fil de cuivre en H.F. sont :
Pertes par effet Joule $= RI^2$.
Pertes par courant de Foucault : dans la masse du fil, en fonction de sa section et de la fréquence.
Pertes diélectriques : dans l'isolant du fil et le support de bobinage.
Pertes par absorption : dans les masses métalliques voisines.
Pertes par radiation : rayonnement dans les bobines de puissance.
Pertes par capacité : au-dessus de 3 MHz.
Pertes par effet pelliculaire : les plus importantes en H.F.
La densité de courant est plus forte en surface qu'au centre du fil. Sa résistance augmente : $R_{HF} > R =$ en fonction de la fréquence.

Plusieurs modes de calcul :
Le rapport $R_{HF}/R =$ est donné dans le tableau en fonction de x.

$$x = \pi d \sqrt{\frac{2\mu f}{\rho}}.$$

$f =$ kHz; d : diamètre du fil en cm, ρ : résistivité $= 1{,}73$ pour le cuivre, $\mu =$ perméabilité $= 1$ pour le cuivre.

x	$R_{HF}/R =$	x	$R_{HF}/R =$	x	$R_{HF}/R =$	x	$R_{HF}/R =$
0	1,0000	3,4	1,456	10,5	3,975	24	8,741
0,5	1,0003	3,8	1,603	11	4,151	26	9,447
0,6	1,0007	4,0	1,678	11,5	4,327	28	10,15
0,7	1,0012	4,2	1,752	12	4,504	30	10,86
0,8	1,0021	4,6	1,899	12,5	4,680	32	11,57
0,9	1,0034	5,0	2,043	13	4,856	34	12,27
1,0	1,005	5,6	2,254	13,5	5,033	36	12,98
1,2	1,011	6,0	2,394	14	5,209	38	13,69
1,4	1,02	6,4	2,533	14,5	5,386	40	14,40
1,6	1,033	7,0	2,743	15	5,652	42	15,16
1,8	1,052	7,6	2,954	16	5,915	44	15,81
2,0	1,078	8,0	3,094	17	6,268	46	16,52
2,2	1,111	8,4	3,235	18	6,621	48	17,22
2,4	1,152	9,0	3,446	19	6,974	50	17,93
2,6	1,201	9,4	3,587	20	7,328	60	21,47
2,8	1,256	9,6	3,658	21	7,681	70	25
3,0	1,318	10	3,799	22	8,034	80	28,54
						100	35,61

D'après Mesny $$R = R_e 2{,}35 \frac{d}{\sqrt{\lambda}}.$$

R : résistance à la fréquence considérée.
R_e : résistance en courant continu.
d : diamètre du fil en millimètres.
λ : longueur d'onde en kilomètres.

D'après Bedeau : $$R = p\, R_e$$

p : coefficient donné par le tableau ci-après.

Longueur d'onde en mètres	p
50	9,8
75	8
100	6,9
150	5,6
200	4,9
300	4
400	3,5
500	3,3
900	2,5
1 000	2,4
1 400	2
2 000	1,7
5 000	1,2
20 000	1

E. 1

SELF-INDUCTION

Pour réduire la résistance en haute fréquence on utilise du fil divisé (ou fil à brins multiples). L'emploi de celui-ci présente un avantage seulement pour les fréquences inférieures à

$$f = \frac{0{,}255}{d^2 k \sqrt{N}}$$

f : fréquence en kHz.
d : diamètre en centimètre d'un brin.
N : nombre de brins.
k : $\frac{d\sqrt{N}}{p}$.
p : pas de l'enroulement en centimètres.

Le fil divisé ne convient donc pas pour les bobinages ondes courtes. En revanche il doit être employé pour tous les enroulements de transformateurs jusqu'à 1,5 MHz.

Effet de proximité

La résistance en haute fréquence d'un fil rectiligne est plus faible que celle d'un fil identique mais bobiné, car chaque spire se trouve soumise au champ de la spire suivante. Cet effet est d'autant plus important que les spires sont voisines. Il est environ 3,5 fois plus grand pour les spires jointives que pour les spires séparées par un espace correspondant à cinq fois le diamètre du conducteur.

Résistance et caractéristiques de fils de cuivre recuit

Résistivité : $\rho = 0{,}017\,586\ \Omega \cdot m$ à 20 °C.
Densité à 20 °C : 8,89 g/cm^3.
Température de fusion : 1080 °C.
Conductibilité thermique : 0,94 cal · cm/cm^2 · °C · s.
Coefficient de dilatation linéaire par °C : 0,000 017 mm.
Charge à la rupture : 22 à 28 daN/mm^2.
Coefficient de température à 20 °C : 0,003 93.
Allongement minimal après rupture :

Ø en mm : $0{,}031\,5 \leqslant Ø \leqslant 0{,}090 = 14\,\%$.
$0{,}100 \leqslant Ø \leqslant 0{,}180 = 20\,\%$.
$0{,}200 \leqslant Ø \leqslant 0{,}850 = 25\,\%$.
$0{,}900 \leqslant Ø \leqslant 1{,}5 = 30\,\%$.

Normes : N.F.C. 31 111. N.F.C. 31 112. N.F.C. 31 211.

Résistance et autres caractéristiques des fils de cuivre recuit, suivant leurs diamètres.

Diamètre mm	Section mm^2	Poids par km kg	Longueur par kg m	Résistance à 20 °C par km ohms	Résistance à 20 °C par kg ohms
0,05	0,00196	0,0174	57 288	8 761	503 060
0,06	0,00263	0,0251	39 784	6 097	242 562
0,07	0,00385	0,0342	29 229	4 479	130 916
0,08	0,00502	0,0446	22 378	3 428	76 713
0,09	0,00636	0,0565	17 682	2 709	47 899
0,10	0,00785	0,0698	14 322	2 194	31 423
0,11	0,00950	0,0845	11 836	1 814	21 471
0,12	0,0113	0,1005	9 946	1 524	16 157
0,14	0,0154	0,1368	7 307	1 120	8 184
0,15	0,0177	0,1571	6 365	975,6	6 210
0,16	0,0201	0,1787	5 594	857,5	4 797
0,18	0,0254	0,2262	4 420	677,5	2 995
0,20	0,0314	0,2793	3 580	548,7	1 964
0,22	0,0380	0,3379	2 959	453,4	1 341
0,25	0,0491	0,4364	2 291	351,2	806,0
0,28	0,0616	0,5474	1 826	279,9	512,7
0,30	0,0707	0,6284	1 591	243,8	388,4
0,32	0,0804	0,7150	1 398	214,2	299,7
0,35	0,0952	0,8553	1 169	179,1	209,3
0,38	0,1134	1,0082	991,9	151,9	150,8
0,40	0,1256	1,1171	895,1	137,1	122,8
0,42	0,1385	1,2316	811,9	124,4	101,0
0,45	0,1590	1,4138	707,2	108,3	76,61
0,48	0,1809	1,6087	621,6	95,2	59,26
0,50	0,1953	1,7455	573,0	87,81	50,26
0,52	0,2123	1,8879	529,8	81,21	43,02
0,55	0,2376	2,1121	473,4	72,84	34,35
0,58	0,2642	2,3488	425,7	65,25	27,77
0,60	0,2827	2,5135	397,8	60,97	24,25
0,62	0,3019	2,6840	372,6	57,10	21,27
0,65	0,3318	2,9499	339,0	51,94	17,61
0,68	0,3632	3,2285	309,7	47,48	14,70
0,70	0,3848	3,4213	293,3	44,79	13,09
0,75	0,4418	3,9275	254,6	39,02	9,934
0,80	0,5026	4,4586	223,8	34,28	7,672
0,85	0,5674	5,0446	196,2	30,28	6,021
0,90	0,6362	5,6555	176,8	27,09	4,789
0,95	0,7088	6,3014	158,6	24,32	3,857
1	0,7854	6,9822	143,2	21,94	3,142
1,05	0,8659	7,6978	129,9	19,911	2,586
1,10	0,9503	8,4481	118,3	18,142	2,146
1,15	1,0387	9,2340	108,2	16,598	1,796
1,20	1,1310	10,064	99,45	15,244	1,516

E. 1

SELF-INDUCTION

Diamètre mm	Section mm^2	Poids par km kg	Longueur par kg m	Résistance a 20 °C par km ohms	Résistance à 20 °C par kg ohms
1,25	1,2272	10,910	91,66	14,049	1,288
1,30	1,3273	11,800	84,74	12,989	1,101
1,35	1,4314	12,725	76,58	12,044	0,9464
1,40	1,5394	13,685	73,07	11,199	0,8163
1,45	1,6513	14,680	68,11	10,440	0,7111
1,50	1,7672	15,710	63,65	9,756	0,6209
1,60	2,0106	17,874	55,94	8,575	0,4797
1,70	2,2696	20,178	49,65	7,595	0,3763
1,80	2,5447	22,622	44,26	6,775	0,2994
1,90	2,8353	25,206	39,67	6,080	0,2412
2	3,1416	27,929	35,80	5,487	0,1964
2,10	3,4636	30,791	32,47	4,977	0,1616
2,20	3,8013	33,793	29,59	4,534	0,1342
2,30	4,1548	36,936	27,07	4,149	0,1123
2,40	4,5239	40,217	24,86	3,810	0,09472
2,50	4,9088	43,639	22,91	3,512	0,08046
2,60	5,3093	47,200	21,18	3,246	0,06875
2,70	5,7256	50,900	19,64	3,010	0,05911
2,80	6,1575	54,740	18,26	2,799	0,0511
2,90	6,6052	58,720	17,62	2,609	0,04440
3	7,0686	62,840	15,91	2,438	0,03379
3,1	7,5477	67,099	14,90	2,283	0,03401
3,2	8,0425	71,496	13,98	2,142	0,02994
3,3	8,5530	76,036	13,15	2,015	0,02650
3,4	9,0792	80,714	12,38	1,898	0,02350
3,5	9,6212	85,532	11,69	1,791	0,02093
3,6	10,179	90,491	11,05	1,693	0,01871
3,7	10,752	95,585	10,46	1,602	0,01676
3,8	11,341	100,82	9,918	1,519	0,01506
3,9	11,946	106,20	9,416	1,442	0,01358

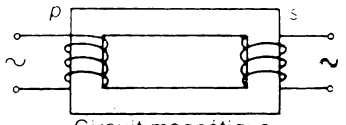
Diamètre mm	Section mm^2	Poids par km kg	Longueur par kg m	Résistance à 20 °C par km ohms	Résistance à 20 °C par kg ohms
4	12,566	111,71	8,951	1,371	0,01227
4,1	13,203	117,37	8,519	1,305	0,01112
4,2	13,854	123,16	8,119	1,243	0,01009
4,3	14,522	129,10	7,745	1,180	0,00918
4,4	15,205	135,17	7,397	1,133	0,00838
4,5	15,904	141,39	7,072	1,083	0,00766
4,6	16,619	147,74	6,768	1,036	0,00701
4,7	17,349	154,23	6,483	0,993	0,00644
4,8	18,096	160,87	6,216	0,952	0,00592
4,9	18,857	167,64	5,965	0,913	0,00544
5	19,635	174,55	5,729	0,878	0,00502
5,1	20,428	181,60	5,507	0,843	0,00464
5,2	21,237	188,79	5,297	0,811	0,00429
5,3	22,062	196,13	5,098	0,781	0,00398
5,4	22,902	203,60	4,911	0,751	0,00369
5,5	23,758	211,21	4,734	0,725	0,00343
5,6	24,630	218,96	4,567	0,694	0,00317
5,7	25,576	226,85	4,408	0,675	0,00297
5,8	26,421	234,88	4,257	0,651	0,00277
5,9	27,340	243,05	4,114	0,630	0,00259
6	28,274	251,35	3,978	0,609	0,00242
6,1	29,226	259,81	3,838	0,589	0,00226
6,2	30,191	268,40	3,726	0,570	0,00212
6,3	31,172	277,12	3,608	0,553	0,00199
6,4	32,170	285,99	3,496	0,535	0,00187
6,5	33,183	294,99	3,389	0,519	0,00176
6,6	34,212	304,14	3,287	0,504	0,00165
6,7	35,257	313,43	3,190	0,489	0,00156

SELF-INDUCTION

2. TRANSFORMATEURS

Le primaire est relié au secteur alternatif.

Le circuit magnétique, non saturé, est parcouru par un champ magnétique de même fréquence.



Le secondaire est traversé par le flux magnétique créé par le primaire. Ce flux continuellement variable détermine une force électromotrice d'induction. On obtient aux bornes du secondaire une tension alternative de même fréquence.

En négligeant les pertes du circuit magnétique, le flux magnétique, produit de l'induction par la section utile du circuit est le même pour les deux enroulements.

Tension instantanée primaire : $U_1 = U_{max} \sin \omega t$.

Chaque spire du primaire est traversée par un flux : $\mu H s \sin \omega t$ sa valeur maximale est $\mu H s$.

(s = section utile du circuit magnétique et μ sa perméabilité.)

En négligeant la résistance du primaire, la tension fournie par la source équilibre exactement la f.é.m. d'induction développée dans le primaire, de N_p spires :

$$U_p = \frac{\omega \mu H s N_p}{10^8}.$$

Le secondaire est traversé par le même flux, avec N_s spires :

$$U_s = \frac{\omega \mu H s N_s}{10^8}.$$

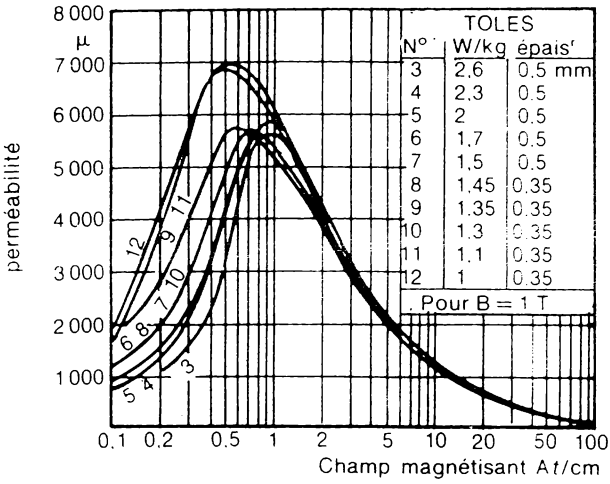
Le rapport de transformation est :

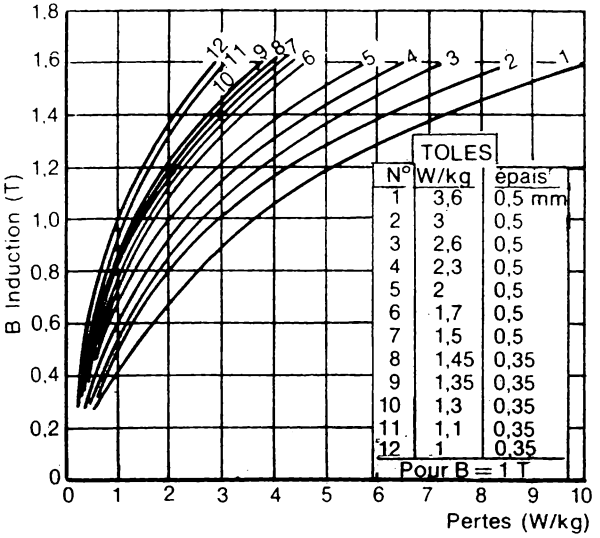
$$\frac{U_p}{U_s} = \frac{N_p}{N_s}$$

s'il est plus grand que 1, le transformateur est élévateur, s'il est plus petit que 1, il est abaisseur de tension.

La puissance développée aux bornes du secondaire en charge est égale à la puissance prise par le primaire à la source, aux pertes près.

Lorsque le secondaire est à circuit ouvert, la puissance primaire correspond aux pertes à vide du circuit magnétique (courant magnétisant).


8 000
μ
7 000
6 000
5 000
4 000
3 000
2 000
1 000
perméabilité
0,1 0,2 0,5 1 2 5 10 20 50 100
Champ magnétisant At/cm
TOLES
N° W/kg épais'
3 2,6 0,5 mm
4 2,3 0,5
5 2 0,5
6 1,7 0,5
7 1,5 0,5
8 1,45 0,35
9 1,35 0,35
10 1,3 0,35
11 1,1 0,35
12 1 0,35
Pour B = 1 T


1,8
1,6
1,4
1,2
1,0
0,8
0,6
0,4
0,2
0
B Induction (T)
0 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10
Pertes (W/kg)
TOLES
N° W/kg épais'
1 3,6 0,5 mm
2 3 0,5
3 2,6 0,5
4 2,3 0,5
5 2 0,5
6 1,7 0,5
7 1,5 0,5
8 1,45 0,35
9 1,35 0,35
10 1,3 0,35
11 1,1 0,35
12 1 0,35
Pour B = 1 T

SELF-INDUCTION

3. CIRCUIT MAGNÉTIQUE

Tôles ordinaires au silicium

Tôles d'acier avec 1 % de silicium : pertes 3,6 W/kg pour une induction de 1 T (10 000 gauss) et 7,3 W/kg pour 1,4 T. Épaisseur : 0,5 mm et 0,35 mm, isolées par oxydation superficielle. Utilisation : transformateurs d'alimentation ordinaires.

Tôle d'acier avec 2 % de silicium : pertes 2,6 W/kg pour 1 T et 5,3 W/kg pour 1,4 T. Épaisseur : 0,5 et 0,35 mm isolées par oxydation superficielle. Utilisation : transformateurs d'alimentation, filtres et transformateurs B.F. de qualité courante.

Tôle d'acier avec 4 % de silicium : pertes 1 W/kg pour 1 T et 2,2 W/kg pour 1,4 T. Épaisseur : 0,35 mm isolées par oxydation, vernis, papier collé, ou fusion de poudre de magnésie ou de verre. Utilisation : transformateurs de très bonne qualité.

Tôles au silicium à molécules orientées

Alliage de fer à 3,5 % de silicium dont les molécules sont toutes orientées dans le sens du laminage à froid. Au montage le flux doit être parallèle à cette orientation. elles sont isolées par oxydation.

Avantages : réduction des pertes : 45 %. Densité de flux admissible : + 30 %. Augmentation de la perméabilité, réduction des volt-ampères magnétisants pour une même densité de flux.

Épaisseurs : 0,35 mm : à 50 Hz, induction maximale 1,7 T. Pertes 0,8 W/kg à 1 T et 2,2 W/kg à 1,7 T. Puissance magnétisante : 13 VA/kg utilisable jusqu'à 400 Hz. Transformateurs d'alimentation pour l'aviation.
0,10 mm : à 400 Hz, induction maximale 1,5 T pour 2,2 W/kg pertes. Puissance magnétisante : 24 VA/kg utilisable jusqu'à 5 000 Hz en puissance et 15 000 Hz en B.F. Transformateurs B.F. de qualité.
0,05 mm : spéciale pour transformateurs à impulsions jusqu'à 200 kHz.
Ces tôles sont le plus souvent adoptées pour les circuits en « C ».

Tôles au nickel

Alliages à haute perméabilité, faibles pertes pour les circuits à faible induction.
Le tableau ci-dessous donne les principaux alliages des Aciéries d'Imphy. Les types Superanhyster 36 et 50, Supermimphy 77 sont à molécules orientées. Ces tôles ne doivent pas recevoir de chocs, être déformées ou usinées en cours de montage ce qui leur ferait perdre leurs qualités magnétiques. Après le recuit final du fabricant, elles doivent être manipulées avec soin.

Composition Alliage	Alliages	Épaisseur de bande mm	Introduction à saturation Bs Tesla	Induction rémanente Br Tesla	Champ coercitif μ_c œrsted	Perméabilité μ max en continu	Induction pour μ max Tesla	Perméabilité μz max à 50 Hz	Pertes totales à 50 Hz W/kg	Masse spécifique g/cm³	Résistivité μΩ - cm	Point de Curie θc °C	Utilisations
Ni 36 Fe 64	Anhyster B	0,3	1,3	0,6	0,7	6 000	0,6	6 000	à 1 T 1,1	8,1	75	230	Transformateurs B.F. Translateurs, Filtres. Blocking, impulsions.
	Supranhyster 36	0,3	1,3	0,55	0,2	20 000	0,6	17 000	0,5	8,1	75	230	
Ni 50 Fe 50	Anhyster DT	0,3	1,6		0,5			10 000	à 1 T 1	8,2	45	450	Transformateurs. Appareils de mesure.
	Anhyster DS	0,3	1,6	0,95	0,1	55 000	0,8	35 000	0,4	8,2	45	450	Pièces polaires, noyaux pour relais. Blindages. Magnétostriction. Injecteurs électroniques pour automobile.
	Suprahnyster 50	0,3	1,6	1	0,06	90 000	0,8	55 000	0,3	8,2	45	450	
	Rectimphy	0,07	1,6	1,45	0,12	100 000	1,4		à 1,5 T 0,5	8,2	45	450	Cycle d'hystérésis rectangulaire.
Ni 55 Fe 45	Satimphy	0,2	1,5	1,3	0,015	200 000	1	90 000	à 1 T 0,1	8,3	33	450	Qualités : induction anhyster. Perméabilité : Mumétal.
Ni 78 Mo 4 Cu 4 Fe 14	Mumétal	0,3	0,8	0,4	0,02	110 000	0,32	70 000	à 0,5 T 0,045	8,7	58	350	Transformateurs d'intensité. Transformateurs B.F. et H.F. Filtres, inductances. Appareils de mesure. Relais, Blindages, Amplificateurs magnétiques. Têtes magnétophone.
	Permimphy 1	0,1	0,8	0,4	0,015	160 000	0,35	140 000	0,020	8,7	58	350	
	Permimphy 2	0,1	0,8	0,42	0,01	275 000	0,35	200 000	0,017	8,7	58	350	
	Permimphy 3	0,1	0,8	0,48	0,007	390 000	0,4	250 000	0,014	8,7	58	350	
	Permimphy 4	0,1	0,8	0,5	0,005	560 000	0,42	300 000	0,012	8,7	58	350	

E. 3

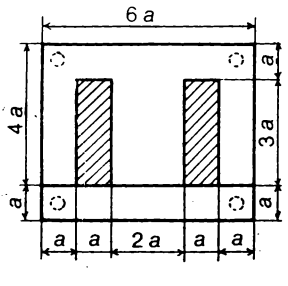
SELF-INDUCTION

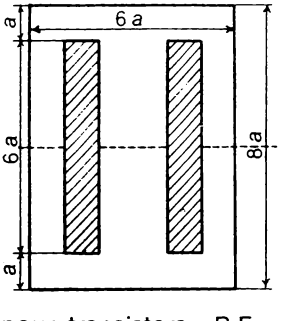
Découpe des tôles

Découpage américain ou en EI

Les tôles sont découpées deux par deux sans perte de fer; les « fenêtres » forment les I du circuit. Souvent les « fenêtres » sont trop petites pour loger les bobinages à plusieurs secondaires. Les transformateurs fabriqués avec de telles tôles présentent des pertes dans le fer supérieures aux pertes dans le cuivre, pour les équilibrer (rendement optimal) on doit utiliser des tôles à faibles pertes.
La constitution d'un entrefer éventuel est aisée en mettant une feuille de papier entre le E et le I du circuit. Si l'entrefer est à éviter on imbrique les tôles (une dans un sens, l'autre inversée).
Les dimensions du circuit sont fonction de la largeur de la fenêtre *a*. Le E mesure : $6a \times 4a$, fenêtre $3a \times a$ et le I : $6a \times a$.
Les tôles normalisées ont pour dimensions des multiples de la largeur de *a* :

a = 5 mm : 30 × 25 mm	a = 18 mm : 108 × 90 mm
a = 7 mm : 42 × 35 mm	a = 20 mm : 120 × 100 mm
a = 8 mm : 48 × 40 mm	a = 21 mm : 126 × 105 mm
a = 9 mm : 54 × 45 mm	a = 22,5 mm : 135 × 112,5 mm
a = 10 mm : 60 × 50 mm	a = 25 mm : 150 × 125 mm
a = 12,5 mm : 75 × 62,5 mm	a = 30 mm : 180 × 150 mm
a = 14 mm : 84 × 70 mm	a = 35 mm : 210 × 175 mm
a = 16 mm : 96 × 80 mm	a = 40 mm : 240 × 200 mm





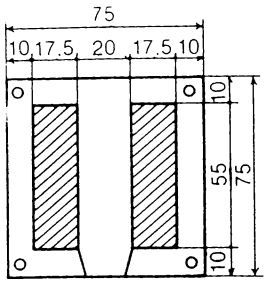
Utilisations : tous les petits transformateurs pour transistors : B.F... filtres, microphones, etc.
On observe le meilleur rendement lorsque la section du circuit est carrée : largeur de la partie centrale du E = 2 *a*, d'où épaisseur du circuit 2 *a*; section brute $4a^2$. Foisonnement 5 à 10 % (tôles non absolument planes et épaisseur de leur isolement). Section nette du fer = $3{,}8\,a^2$. Longueur moyenne des lignes de force : 12 *a*. Volume du fer : $48\,a^3$. Poids du fer (densité 7,5) = $0{,}33\,a^3$ en kg. Pertes pour tôles de 1,5 W/kg = $1{,}06\,a^3$ en W pour une induction de 1,2 T.

Découpage en MI

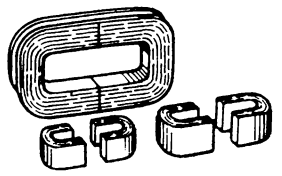
Dérivée du EI, mais avec « fenêtres » plus grandes, pour bobinages à secondaires multiples ou à fort isolement. Le mode de calcul précédent ne peut plus être appliqué; il y a des pertes de tôle au découpage.

Découpage cuirassée

Pour transformations d'alimentation d'une certaine puissance; ne permet pas la création d'un entrefer. Généralement en qualité 3,6 W/kg.
Montage « semi-encastré » ou en blindage étanche.
Exemple tôle 75 × 75 mm :

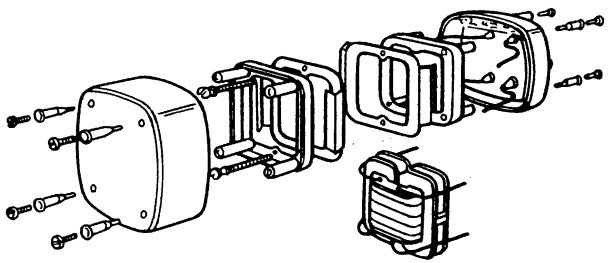


Découpe cuirassée


Circuit en C

Circuit en C

La tôle orientée est bobinée sur un mandrin jusqu'à l'épaisseur voulue, fixée par imprégnation, sciée pour former 2 C permettant d'introduire le bobinage. Avec 4 C on forme un circuit magnétique complet qui est enfin cerclé par une bande en acier doux étamé. Souvent l'ensemble est monté dans un boîtier étanche.
Utilisations : transformateurs de haute qualité, entre 50 Hz et 200 kHz selon l'épaisseur de la tôle entre 0,35 mm et 0,05 mm.



Normes : N.F.C. 28900 - N.F.C. 28920 - N.F.C. 28925
N.F.C. 28930 - N.F.C. 93325.

4. LE FIL ET LES ISOLANTS

Le fil de cuivre nu a été étudié en 1. Il doit être isolé pour être bobiné émaillé ou guipé.

Le fil émaillé

— **Au vernis synthétique** : température maximale 130 °C (classe B), N.F.C. 31423, thermodurcissable, existe entre Ø 0,05 mm et 3 mm, isolement émail simple : grade I et émail renforcé : grade II.

Diamètre (mm)	Tension minimale de claquage (V) à 20 °C	
	Grade I	Grade II
	50 Hz un tour sur mandrin 25 mm	
0,010 à 0,020	40	100
0,025 à 0,040	100	200
	50 Hz torsade 125 mm de deux fils	
0,050 à 0,071	400	800
0,080 à 0,160	700	1 300
0,200 à 0,400	1 200	2 200
0,500 à 0,950	1 900	3 500
1,000 à 1,600	2 200	3 900
1,900 à 3,350	2 500	4 400

Utilisation universelle.

— **Au vernis soudable** : température maximale 120 °C (classe E), N.F.C. 31422 - N.F.C. 31602, le vernis fond dans la soudure à l'étain (365 °C), d'où dénudage aisé des fils fins, existe entre 0,0125 mm et 0,045 mm en grade I et en grade II de 0,02 mm et 0,045 mm. Utilisation : bobinages à fils fins.

— **Au vernis 155** : température maximale 155 °C (classe F), N.F.C. 31461 - N.F.C. 31603, thermodurcissable, existe entre 0,05 mm et 0,80 mm en grade I et en grade II entre 0,20 mm et 3 mm. Utilisations : moteurs, relais, transformateurs.

— **Au vernis 180** : température maximale 180 °C (classe H), N.F.C. 31462 - N.F.C. 31604, thermdurcissable, existe entre 0,20 mm et 0,63 mm en grade I et en grade II de 0,20 mm et 1,80 mm. Utilisations : moteurs, relais, transformateurs, groupes hermétiques.

— **Au « Téflon »** (polytétrafluoréthylène) : température maximale 220 °C (classe C), C.E.I. 317.7 pour applications spéciales.

— **Au vernis thermo-adhérent :** température maximale 155 °C (classe F), N.F.C. 31433 - N.F.C. 31622. Les conducteurs se collent entre eux par simple chauffage en forme, température optimale de collage 150 °C; existe entre 0,05 et 0,80 en grades I et II. Utilisations : bobinages en forme (bobines de déviation T.V.), bobinages sans carcasse, rotor d'alternateur de voiture...

— **Au vernis soudable adhérent :** température maximale : 155 °C (classe F), N.F.C. 31432 est à la fois soudable et adhérent; existe entre 0,0125 mm et 0,50 mm en grade I et en grade II entre 0,20 et 0,50 mm.

Normalisation des classes d'isolement en fonction de la température.

90 °C Classe Y	155 °C Classe F
105 °C — A	180 °C — H
120 °C — E	au-dessus de
130 °C — B	180 °C — C

Le fil guipé

Isolé à la soie, rayonne, nylon, coton, papier, plastique...
Fils guipés au papier ou au plastique : câbles téléphoniques sous plomb.
Fils guipés à la soie, rayonne, nylon = bobinages H.F. (chap. E1).

Variation de la résistance des fils de cuivre avec la température

Résistance d'un fil de cuivre à 0 °C = R_0, à la température t :

$$R_1 = R_0(1+\alpha t_1)$$

à t_2 on a : $\alpha = 0{,}004\,264 = 1/234{,}5$

$$R_2 = R_0(1+\alpha t_2)$$

leur rapport :

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{1+\alpha t_2}{1+\alpha t_1} = \frac{1/\alpha + t_2}{1/\alpha + t_1} = \frac{234{,}5 + t_2}{234{,}5 + t_1}.$$

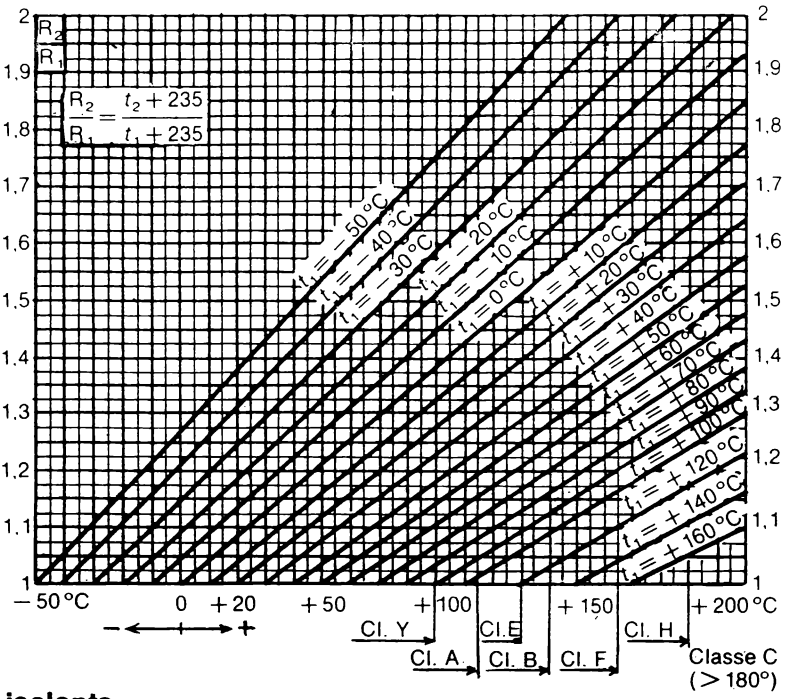
L'abaque, ci-contre, est établi pour :

t_1 : ambiance.
t_2 : température de l'enroulement en fonctionnement.
R_1 : résistance initiale à l'ambiance.
R_2 : résistance finale à t_2.

SELF-INDUCTION

Exemple : $R_1 = 31{,}5\ \Omega$ à $t_1 = 20\,°C$.
$R_2 = 40\ \Omega$, quelle est la température de l'enroulement : t_2?
$\frac{R_2}{R_1} = \frac{40}{31{,}5} = 1{,}27$ reportée sur l'axe vertical.

On suit l'horizontale 1,27 jusqu'à la droite marquée $+20\,°C$; de ce point on descend verticalement jusqu'à l'axe des abscisses et on trouve $t_2 = 89\,°C$. Sur cette échelle on a porté les températures limites des différentes classes d'isolement normalisées.



Les isolants

— Entre couches d'un bobinage
Une feuille de papier lorsque la d.d.p. maximale dépasse 25 V.
Papier jusqu'à 120 °C. Films plastique (Mylar, Terphane), jusqu'à 155 °C. Téflon jusqu'à 250 °C.
Épaisseur = 0,03 mm entre 25 et 75 V, deux feuilles 0,03 mm entre 75 et 150 V.

— Entre bobinages entre eux et par rapport à la masse
Tension d'essai normalisée : $2U + 1000$, soit pour transformateurs reliés au secteur = **1500 V.**

— **Carcasse ou caniveau :** carton bakélisé ou plastique moulé (nylon-rilsan) jusqu'à 120 °C, nylon ou polyester chargé de fibres de verre jusqu'à 180 °C.

— **Entre bobinages :** papier kraft, presspahn, carton bakélisé jusqu'à 120 °C, films plastique (Mylar, Terphane, Polyester) jusqu'à 155 °C ou 180 °C :

Tensions de claquage moyenne :

- Papier cristal :

0,03 mm = 1 100 Veff

- Papier kraft :

0,05 — = 500 —
0,07 — = 630 —
0,10 — = 830 —
0,15 — = 1220 —
0,20 — = 1510 —

- Presspahn :

0,05 mm = 840 —
0,07 — = 905 —
0,10 — = 970 —
0,15 — = 1270 —
0,20 — = 1600 —
0,30 — = 2400 —
0,50 — = 5000 —

- Mylar, Terphane :

à 25 °C et à 50 Hz = 150 000 V/mm
à 150 °C et à 50 Hz = 100 000 V/mm

entre 9 µm et 250 µm.

- Téflon :

à 25 °C et à 50 Hz = 25 µm = 4 000 Veff.
0,5 mm = 30 000 Veff.

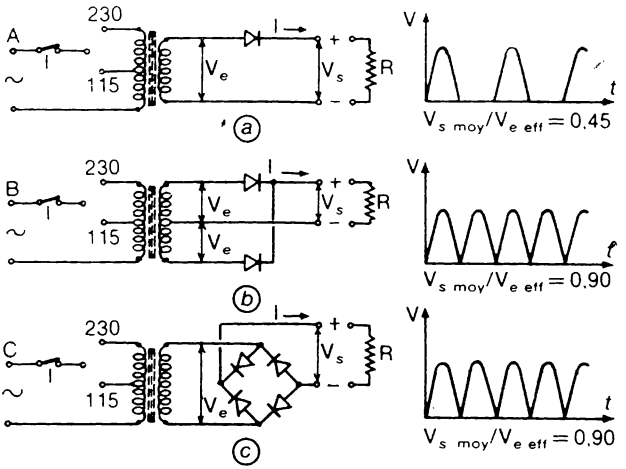
Coefficient de sécurité à adopter : 5.

5. TRANSFORMATEUR D'ALIMENTATION

Comprend :

— un primaire secteur 115 ou 230 V - 50 Hz;
— un ou plusieurs secondaires : tension et intensité imposées;
— un circuit magnétique feuilleté en tôles au silicium.

Plusieurs schémas de base :



Calcul du transformateur

Puissance du ou des secondaires

Puissance apparente : $S = UI$ (V.A.)
Puissance réelle : $P_a = UI \cos \varphi$ (W)
Puissance réactive : $Q_r = UI \sin \varphi$ (var)
$\cos \varphi$ est compris entre 0,7 et 0,8 pour les petits transformateurs.
Pour le schéma bialternance (B), chaque demi-enroulement doit délivrer la tension V_e désirée, car chacun d'eux travaille à tour de rôle. Chaque demi-enroulement doit supporter l'intensité totale, pour la même raison.
Puissance primaire : rendement entre 60 et 85 % pour les petits transformateurs.

Circuit magnétique

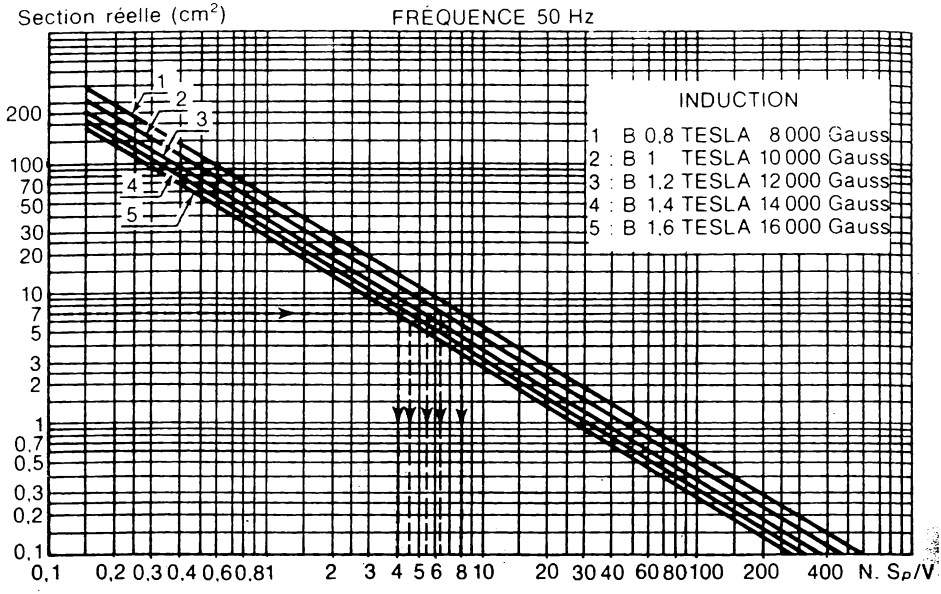
Section nette : $S\ cm^2 = 1,2\sqrt{P}$ (VA), pour tôles 3,6 W/kg.
$S\ cm^2 = \sqrt{P}$ (VA), pour tôles 1,6 W/kg.

pour une induction magnétique de 1 T.
Section brute : 1,1 × section nette : foisonnement.
c'est-à-dire : largeur partie centrale tôle E × par épaisseur empilage.

Nombre de spires

$$N = \frac{10^4}{4{,}4 \cdot f \cdot B.S.}$$

N = nombre de spires par volt. $f = 50$ Hz. B = induction T.
S = section réelle du fer, cm^2.
L'abaque ci-après donne le nombre de spires par volt pour des sections magnétiques entre 0,1 et 100 cm^2, pour une induction comprise entre 0,8 T et 1,6 T. Il peut être utilisé pour les circuits en tôle découpée et pour les circuits C. Il ne tient pas compte des pertes dans le fer et dans le cuivre. Il n'est valable que pour une induction sinusoïdale.



Pour tenir compte de la chute de tension dans l'enroulement secondaire, majorer le nombre de tours : de 10 % jusqu'à 100 VA, 5 % jusqu'à 500 VA, 3,5 % au-dessus.

Section du fil de cuivre

Densité : 4 A/mm^2 jusqu'à 100 VA en grand public; 3,5 A/mm^2 en professionnel. Au-dessus : 3,5 A/mm^2 en grand public et 2,5 A/mm^2 en professionnel.

SELF-INDUCTION

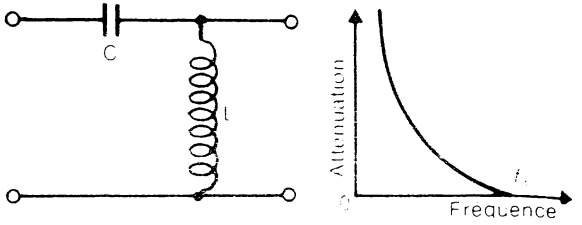
Caractéristiques des fils de cuivre émaillés pour transformateur

Diam. fil mm	Section mm²	Spires par cm	Spires par cm²	Ohms par m	Mètres pour 1 ohm	Courant max. en ampères		
						2,0 A par mm²	2,5 A par mm²	3,0 A par mm²
0,05	0,002	125,0	15 500	9,500	0,112	0,004	0,005	0,006
0,06	0,003	113,0	13 450	6,310	0,161	0,005	0,007	0,008
0,07	0,004	100,0	10 000	4,560	0,219	0,007	0,010	0,011
0,08	0,005	86,0	7 200	3,500	0,286	0,010	0,013	0,015
0,09	0,006	78,0	6 150	2,760	0,362	0,012	0,016	0,019
0,10	0,008	72,0	5 200	2,220	0,452	0,016	0,020	0,023
0,11	0,009	67,0	4 560	1,840	0,543	0,020	0,024	0,028
0,12	0,011	61,0	3 740	1,550	0,645	0,022	0,029	0,035
0,15	0,018	50,0	2 500	0,990	1,010	0,035	0,046	0,052
0,18	0,025	42,0	1 765	0,675	1,460	0,055	0,066	0,080
0,20	0,032	38,0	1 400	0,657	1,795	0,063	0,081	0,095
0,22	0,038	35,7	1 225	0,460	2,174	0,075	0,099	0,115
0,25	0,049	31,0	960	0,357	2,801	0,096	0,125	0,150
0,28	0,062	28,5	790	0,285	3,509	0,125	0,160	0,180
0,30	0,071	26,0	670	0,248	4,032	0,140	0,175	0,210
0,32	0,080	24,5	600	0,218	4,587	0,160	0,198	0,240
0,35	0,096	23,0	530	0,182	5,495	0,195	0,250	0,290
0,38	0,113	21,7	475	0,154	6,494	0,225	0,285	0,340
0,40	0,126	20,0	400	0,139	7,199	0,250	0,310	0,380
0,45	0,159	18,5	350	0,110	9,091	0,320	0,400	0,480
0,50	0,196	16,7	275	0,089	11,173	0,390	0,500	0,590
0,55	0,238	15,4	240	0,074	13,550	0,475	0,600	0,720
0,60	0,283	14,3	205	0,062	16,181	0,566	0,700	0,850
0,65	0,332	13,3	160	0,053	18,904	0,660	0,830	1,000
0,70	0,385	12,3	155	0,046	21,978	0,775	1,000	1,150
0,75	0,442	11,6	135	0,040	25,189	0,885	1,110	1,330
0,80	0,503	10,9	118	0,035	28,736	1,000	1,250	1,500
0,85	0,567	10,3	105	0,031	32,363	1,130	1,410	1,700
0,90	0,636	9,7	96	0,028	36,364	1,270	1,600	1,920
0,95	0,709	9,3	86	0,025	40,323	1,420	1,750	2,130
1,00	0,785	8,5	72	0,022	44,843	1,570	1,960	2,360
1,20	1,131	7,5	56	0,016	64,516	2,250	2,850	3,400
1,40	1,539	6,5	43	0,011	87,719	3,080	3,850	4,620
1,50	1,767	6,0	36	0,010	100,806	3,530	4,400	5,280
1,80	2,545	5,4	29	0,007	144,928	5,000	6,350	7,650
2,00	3,142	4,9	13	0,006	178,571	6,280	7,860	9,400
2,50	4,909	3,9	15	0,004	277,778	9,850	10,300	14,700
3,00	7,069	3,3	10	0,003	400,000	14,400	17,700	21,200
4,00	12,566	2,6	6	0,001	714,422	25,400	31,500	37,700

6. DIFFÉRENTS TYPES DE FILTRES

Filtre passe-haut

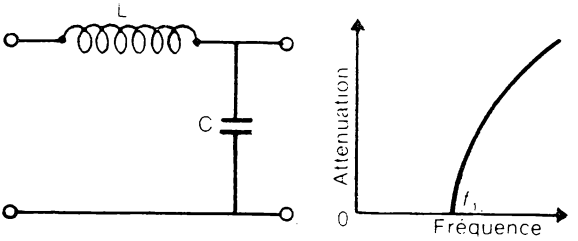
$$L = \frac{Z_0}{4\pi f_1} \quad C = \frac{1}{4\pi Z_0 f_1}.$$



Z_0 = résistance sur laquelle le filtre débite.

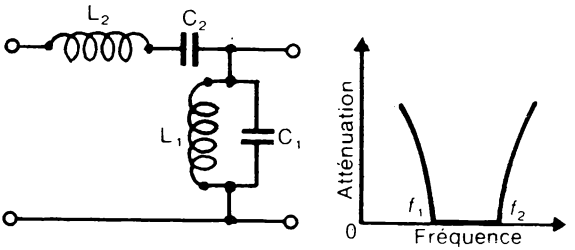
Filtre passe-bas

$$L = \frac{Z_0}{\pi f_1} \quad C = \frac{1}{\pi Z_0 f_1}.$$



Filtre passe-bande

(laissant passer une gamme de fréquences comprise entre f_1 et f_2).



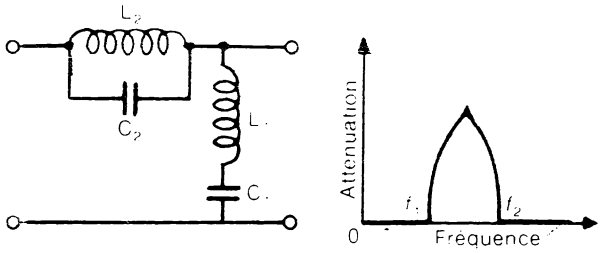
$$L_1 = \frac{Z_0(f_2 - f_1)}{4\pi f_1 f_2} \quad C_1 = \frac{1}{\pi Z_0 (f_2 - f_1)}$$

$$L_2 = \frac{Z_0}{\pi (f_2 - f_1)} \quad C_2 = \frac{1}{4\pi Z_0 (f_1 - f_2)}.$$

SELF-INDUCTION

Filtre à élimination de bande

(éliminant une bande de fréquences comprises entre f_1 et f_2).



$$L_1 = \frac{Z_0}{4\pi(f_1 - f_2)} \qquad C_1 = \frac{f_2 - f_1}{\pi Z_0 f_1 f_2}$$

$$L_2 = \frac{Z_0(f_2 - f_1)}{\pi f_1 f_2} \qquad C_2 = \frac{1}{4\pi Z_0(f_2 - f_1)}.$$

L'inductance de filtre

Bobine à fer avec un enroulement de fil émaillé sur circuit en EI avec entrefer, constitue avec deux condensateurs un filtre passe-bas, offrant une faible résistance au courant continu et une forte impédance au courant alternatif. Son inductance est :

$$L = \frac{1{,}25 \cdot N^2}{\frac{l}{\mu S} + \frac{\varepsilon}{S}} 10^{-8}.$$

L : henrys.
N : nombre de spires.
μ : perméabilité (2 500).
ℓ : longueur de la ligne de force magnétique moyenne (cm).
S : section utile du noyau, en cm^2.
ε : épaisseur de l'entrefer, en cm.

Calcul du circuit magnétique

On détermine : LI^2. (L = henrys. I ampères) désiré : la section du circuit magnétique est :

LI^2	0,5	1	1,25	2	2,5	3	3,5	4	4,5	5
Section utile du fer cm^2	10	17,5	25	32,5	40	47,5	55	62,5	70	77,5

Champ magnétique dans le circuit :

$$A/cm = \frac{NI}{l}.$$

A = ampères. N = nombre de spires. l = longueur moyenne du circuit magnétique en centimètres.
On choisit les tôles pour avoir entre 10 et 30 A/cm et on détermine le nombre de spires.

Section du fil
Densité de courant : 2 à 2,5 A/mm^2 pour LI^2 inférieur à 0,2
1,5 à 2 A/mm^2 au-dessus.

Calcul de l'entrefer

L'épaisseur de l'entrefer est fonction du rapport $\frac{\varepsilon}{l}$ et de la valeur du champ A/cm. L'entrefer varie entre 0,1 mm pour un filtre de 100 mA et 10 H, jusqu'à 1 mm pour un filtre de 1 A et 10 H.

La cellule de filtrage passe-bas

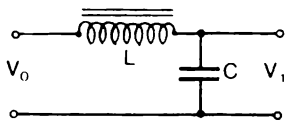
Le courant alternatif du secteur, après redressement doit être filtré pour pouvoir alimenter les différents appareils électroniques.
Deux types de cellules sont utilisés : cellule LC et cellule RC.

Cellule LC

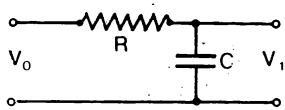
Impédance :

$$Z = \sqrt{R^2 + \left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\right)^2}$$

Z : ohms.
R : résistance de L en continu.
L : henrys.
C : farads.
ω : $2\pi f$.
f : 50 ou 100 Hz selon le redressement mono ou bialternance.



Cellule RC



Impédance :

$$Z = \sqrt{R^2 + \left(\frac{1}{C\omega}\right)^2}$$

si les impédances sont égales, les deux cellules ont la même efficacité mais la chute de tension en continu de la cellule RC est plus importante.

SELF-INDUCTION

La cellule RC ne peut être adoptée que pour les circuits à faible intensite, elle est beaucoup plus économique.

Efficacité du filtre

Il existe à l'entrée de la cellule une tension de ronflement V_0.

L'intensité de ronflement : $I_0 = \frac{V_0}{Z}$.

I_0 = ampères. V_0 = volts. Z = impédance du filtre = ohms.
I_0 parcourt aussi le condensateur C. La tension de ronflement en sortie du filtre V_1 est :

$$V_1 = \frac{I_0}{C\omega}$$

V_1 = volts. I_0 = ampères. C = farads. $\omega = 2\pi f \cdot f = 50$ ou 100 Hz.
Efficacité du filtre :

$$\text{efficacité} = \frac{V_0}{V_1}.$$

Chute de tension continue

Dépend de l'intensité continue, de la résistance de L, ou de R.

Ordre de grandeur des éléments

Alimentation basse tension pour transistors, entre 6 et 24 V :

L = entre 0,2 et 1 H. C = 4 700 à 47 000 µF.

Alimentation haute tension : entre 100 et 300 V.

L = entre 5 et 20 H. C = 16 à 32 µF.

Formule simplifiée

Redressement bialternance, secteur 50 Hz.

Taux de ronflement à la sortie du filtre % : $\frac{256}{LC}$.

L : henrys. C : µF. Taux % : entre 0,5 et 0,1 pour un bon filtrage.
Si une cellule n'est pas suffisante, en mettre deux en série : à ce moment :

Taux en % : $\frac{256}{L_1 C_1 L_2 C_2}$.

7. TRANSFORMATEUR BASSE FRÉQUENCE

Transformateur de tension

Transformateurs d'entrée, de microphone, de magnétophone ou d'attaque.

Inductance primaire

$$L_p = \frac{Za \cdot \rho}{6{,}28 \cdot f\,(Za + \rho)}$$

L_p = inductance primaire en henrys, Za = impédance primaire optimale en ohms, f = fréquence limite inférieure transmise à −3 dB par rapport au médium, ρ = résistance de sortie du transistor.

Nombre de tours primaire

$$N = 10^4 \sqrt{\frac{L_p \cdot l}{1{,}25 \cdot \mu s}}$$

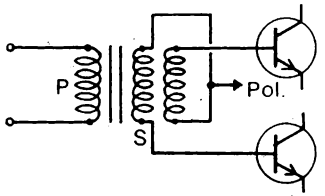
L_p = inductance primaire en henrys, L = longueur moyenne du circuit magnétique, en cm, S = section nette du circuit en cm^2, μ = perméabilité du circuit sans entrefer (2500). Avec un entrefer de 0,1 mm la perméabilité diminue de 90 %.
s = 1 à 3 cm^2, tôles en EI au nickel ou en acier au silicium.

Nombre de tours secondaire

$$n = \sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}}.$$

Fil émaillé

Entre 0,07 et 0,15 mm.



Construction

Si le secondaire est double, on utilise du fil émaillé thermoadhérent double. Ainsi, les deux secondaires sont parfaitement égaux et symétriques par rapport au primaire.

Transformateur de puissance

Transformateurs de sortie B.F. simples ou symétriques.
Section du fer : section nette : $S = 2\sqrt{P}$.
S : cm^2, P : puissance B.F. maximale, foisonnement 10 %.

SELF-INDUCTION

Nombre de tours primaire

$$N_p = \frac{A \cdot E}{S}$$

E : tension au collecteur du transistor (volts).
A : 40 à 50 étage symétrique. 80 à 100 étage classe A.
Pour un étage symétrique N_p est celui d'un demi-primaire.

Nombre de tours secondaire

Rapport de transformation : n

$$n = \sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}} = \frac{N_1}{N_2}$$

$$N_2 = \frac{N_1}{\sqrt{Z_1/Z_2}}$$

N_1 : tours primaire
N_2 : tours secondaire
Z_1 : impédance primaire
Z_2 : impédance secondaire

majorer N_2 de 10 % pour tenir compte des pertes.

Diamètre des fils

Densité de courant : 2,5 A/mm² en majorant l'intensité de 50 % pour tenir compte des pointes de modulation.

Intensité primaire : $I_{BF} = \sqrt{\frac{W}{Z_1}}$.

W = puissance B.F.

$I_t = \sqrt{I_C{}^2 + I^2{}_{BF}}$ I_C = intensité collecteur maximale.

Intensité secondaire :

$$I_t = \sqrt{\frac{W}{Z_2}}.$$

Circuit magnétique

Tôles silicium, 1,6 W/kg en E.I. ou en M.I. ou circuits C.

Construction

Transformateurs symétriques. Bobinage primaire bifilaire thermo-adhérent symétrique.

8. BOBINAGES HAUTE FRÉQUENCE

Bobinages sur supports non magnétiques

Calcul de la self-induction (parag. E1).

Bobinages sur supports magnétiques

Poudre de fer H.F.

Grains sphériques de fer 1 à 50 µm enrobés dans de la résine bakélite. Plus les grains sont petits, plus la fréquence d'utilisation est élevée, mais plus la perméabilité est faible. Les pertes dans le noyau sont :

Pertes par courant de Foucault : $R_F = FL\left(\frac{f}{800}\right)^2$.

F : coefficient de pertes par courant de Foucault en Ω/H.
L : en henrys. *f* : en Hertz.

Pertes par hystérésis : $R_h = hL\frac{NI}{l}\left(\frac{f}{800}\right)$.

h : coefficient de pertes par hystérésis en Ω/H/At/cm.
$\frac{NI}{l}$ = At/cm.

Pertes par traînage : $R_t = tl\left(\frac{f}{800}\right)$.

t : coefficient de pertes par traînage en Ω/H.

Exemples de poudres :

Fréquences d'utilisation MHz	Perméabilité torique µtor	Densité	Pertes			Coef. de temps
			F · 10^{-2} Ω/H	h Ω/H/At/cm	t Ω/H	10^{-3}
0,1 - 5	16 - 18	6	< 10	< 15	< 5	15 - 20
2 - 20	11 - 14	5,3	< 3	< 3	< 1	5 - 10
10 - 100	8 - 10	4,4	< 0,8	< 1	< 0,7	± 3

Self-induction d'une bobine : sur un tore de section carrée ou rectangulaire :

$L = 4{,}6\,n^2 \cdot \log_{10}\frac{D}{d}\,h \cdot \mu\,\text{tor} \cdot 10^{-3}$;

sur un tore circulaire : $L = \pi n^2(\sqrt{D}-\sqrt{d})^2\,\mu\,\text{tor} \cdot 10^{-3}$.
L en µH — *n* : nombre de spires. D : diamètre extérieur. d : diamètre intérieur. h : hauteur du tore, en cm.

Inductance spécifique A_L : c'est l'inductance d'une spire sur un tore ou dans un pot en nH. Cette valeur est donnée par le fabricant.

Nombre de spires : $N = \sqrt{\frac{10^9 \cdot L}{A_L}}$.

L en henrys. A_L en nH/spires au carré.

$$L = N^2 A_L \cdot 10^{-9} \quad A_L = 10^9\,L/N^2.$$

SELF-INDUCTION

Ferrites (supports magnétiques non métalliques)

Oxydes binaires de la forme MFe_3O_4 dans lesquels M est un ou plusieurs métaux bivalents. Par suite de leur résistivité élevée, ils peuvent être utilisés sous la forme massive sans pertes excessives et avec une perméabilité très élevée.
Les principaux sont :

— ferrites de manganèse et de zinc : $f \leqslant 1{,}5$ MHz (Ferroxcube 3);
— ferrites de nickel et de zinc : $f \leqslant 100$ MHz (Ferroxcube 4);
— ferrites de cuivre et de zinc : mémoires magnétiques (Ferroxcube 6);
— ferrites de nickel-cuivre-cobalt : applications spéciales (Ferroxcube 7).

Caractéristiques des ferrites R.T.C.

Ferroxcube R.T.C.	μi $B \leqslant 0{,}1$ mT à 25 °C	Induction à H (A/m)	Induction B (mT)	Angle de perte à $B \leqslant 0.1$ mT · f pour f	Angle de perte à $B \leqslant 0.1$ mT · f $\frac{\text{tg}\,\delta}{\mu i}\,10^6$	Hystérésis $\eta B\,(10^{-3}T^{-1})$ B : 1,5 — 3 mT f 4 KHz	Coef. de T $\alpha F\,(10^{-6}/°C)$ $B \leqslant 0{,}1$ mT +25 à +55 °C	Résistivité : $\varrho\,(\Omega \cdot m)$	Point de Curie (°C)
FXC 3 (Mn-Zn)									
3 B	900	800	345	450 kHz	$\leqslant 50$	$\leqslant 1{,}5$	0 à +3	$\geqslant 0{,}2$	$\geqslant 150$
3 B 5	1400	800	400	1 MHz	$\leqslant 300$	$\leqslant 1{,}5$	0 à +2,3	$\geqslant 0{,}2$	$\geqslant 150$
3 B 7	2300	800	430	100 kHz	$\leqslant 5$	$\leqslant 1{,}1$	$\pm 0{,}6$	$\geqslant 1$	$\geqslant 170$
3 B 8	2300	800	490	100 kHz	$\leqslant 5$	$\leqslant 1$	0 à +2	$\geqslant 1$	$\geqslant 200$
3 C 2	900	800	350				0 à +4,5	$\geqslant 0{,}9$	$\geqslant 150$
3 C 6	1700	800	290					$\geqslant 1$	$\geqslant 200$
3 C 8	2000	800	330			$\leqslant 1{,}8$	± 1	$\geqslant 1{,}5$	$\geqslant 150$
3 D 3	750	800	350	100 kHz	$\leqslant 8$	$\leqslant 1{,}8$	± 1	$\geqslant 1{,}5$	$\geqslant 150$
3 E 1	3800	800	350	500 kHz	$\leqslant 200$	$\leqslant 1{,}1$	± 1	$\geqslant 0{,}3$	$\geqslant 125$
3 E 2	$\geqslant 5000$	800	355	500 kHz	$\leqslant 15$	$\leqslant 1{,}1$	± 1	$\geqslant 0{,}1$	$\geqslant 130$
3 E 3	$\geqslant 10000$	800	380						
3 H 1	2300	800	360	100 kHz	$\leqslant 5$	$\leqslant 1{,}1$	$1 \pm 0{,}5$	$\geqslant 1$	$\geqslant 130$
3 H 2	2300	800	400	100 kHz	$\leqslant 5$	$\leqslant 1{,}1$	$1{,}2 \pm 0{,}6$	$\geqslant 1$	$\geqslant 160$
3 H 3	2000			100 kHz	$2 \pm 0{,}5$	$\leqslant 0{,}5$	$0{,}7 \pm 0{,}23$		$\geqslant 160$
FX 4 (Ni-Zn)									
4 A 1	600	800	290	1 MHz	$\leqslant 150$		0 à ± 6	$\geqslant 10^3$	$\geqslant 135$
4 A 4	500	800	270	2 MHz	$\leqslant 70$		10 ± 5	$\geqslant 10^3$	$\geqslant 135$
4 A 10				2 MHz	$\leqslant 70$		± 5	$\geqslant 10^4$	$\geqslant 180$
4 B 1	250	1600	325	10 MHz	$\leqslant 150$		0 à +8	$\geqslant 10^3$	$\geqslant 250$
4 C 5	100	2400	340	10 MHz	$\leqslant 150$		± 20	$\geqslant 10^3$	$\geqslant 320$
4 C 6	120				$\leqslant 100$		3 ± 3	$\geqslant 10^3$	$\geqslant 350$
4 E 1	15	2400	175	10 MHz	$\leqslant 300$		± 15	$\geqslant 10^3$	$\geqslant 500$

Applications

Noyaux en fer H.F.

— Bâtonnets pour bobinages.
— Vis pour régler les bobines sur supports moulés : $\Delta L = \pm 10\,\%$.
— Tores pour bobines à perméabilité élevée.
— Pots fermés pour bobines à champ de dispersion faible.

Noyaux en ferrites

Bâtonnets : N.F.C. 93 320.
Bâtonnets pleins ou en tubes : en F.X.C. 3 ou 4, noyaux magnétiques réglables ou non pour petits bobinages et pour bobines d'arrêt H.F. ou d'antiparasitage.
Bâtonnets d'antenne radio en 4 A 4. Étant donné la grande dispersion du champ magnétique, il est difficile de calculer le nombre de spires des bobines, il faut opérer par mesure directe sur un self-mètre.

Pots fermés
N.F.C. 93 323 - N.F.C. 93 324.
Existent en demi-pots standards, en pots étalonnés et réglables professionnels en ferrites 3 et 4 en fonction de la valeur de A_L.
Normalisation des dimensions en 10 modèles : 9 × 5 - 11 × 7 - 14 × 8 - 18 × 11 - 22 × 13 - 26 × 16 - 30 × 19 - 36 × 22 - 42 × 29 - 66 × 56 mm.
Inductance spécifique A_L : inductance en *n*H d'une spire dans le pot considéré, série R5 par décade : 10, 16, 25, 40, 63 et ce entre 10 et 1 000.
Les fabricants publient des abaques permettant de choisir le fil convenable, en fonction de la dimension du pot et du nombre de tours; on en déduit le facteur de qualité Q à la fréquence d'emploi.
En général :
Aux fréquences inférieures à 100 kHz : pot de volume important et forte inductance spécifique, fil à brins multiples 0,05 à 0,07 mm.
Aux fréquences entre 100 et 300 kHz : choisir Q le plus élevé possible en réduisant les pertes du bobinage et du ferrite.
Aux fréquences au-dessus de 300 kHz : pot le plus petit possible et inductance spécifique faible, carcasse à gorges multiples pour réduire la capacité répartie.

Noyaux R.M. ou X ou pots incomplets

Prévus pour occuper le moins de place possible sur les circuits imprimés au pas de 2,54 mm. Ils sont plus économiques que les pots fermés et sont utilisés pour les mêmes applications : transformateurs et inductances pour fréquences moyennes (N.F.C. 93 325).

Noyaux divers

Noyaux spéciaux pour alimentations à découpage, transformateurs de puissance, télévision, têtes magnétiques, blindages, générateurs d'ultra-sons, noyaux à cycle d'hystérésis rectangulaire, pièces spéciales pour hyperfréquence.

F.

PIÉZOÉLECTRICITÉ

Principe

Un cristal de quartz, de tourmaline, de sel de Seignette, de céramique spéciale, convenablement taillé est piézoélectrique c'est-à-dire que toute déformation mécanique du cristal provoque l'apparition de charges électriques à sa surface. Inversement un cristal soumis à un champ électrique se déforme mécaniquement.
Lorsque la fréquence du champ électrique se rapproche de la fréquence de résonance mécanique du quartz, l'amplitude des oscillations augmente ainsi que le courant dans le circuit.
La figure donne le schéma équivalent d'un quartz et les courbes de réactance, de déphasage et d'impédance en fonction de la fréquence.
Avant la fréquence de résonance (1), le circuit est capacitif; au-delà, il est inductif. L'impédance s'annule à la résonance. On peut l'assimiler à un circuit résonnant série et l'utiliser comme tel.
Sa fréquence de résonance est très stable et son coefficient de surtension est très élevé.

D'après Mesny et pour le quartz à 20 °C $= f = \dfrac{2\,750}{e}$ *en* kHz.

$e =$ épaisseur de la lame en mm.

Sur la figure L_q, r_q et C_q sont les paramètres du quartz et C_0 est la capacité parasite aux bornes du quartz.

Cette capacité C_0 forme avec le quartz une résonance parallèle (2) où l'impédance Z est maximale.

Aux fréquences très basses, on néglige r_q et L_q on a :

$$C_t = C_q + C_0.$$

Lorsqu'on arrive à la résonance série (1) :

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_q C_q}}$$

entre A et B, il ne reste que r_q.

A la résonance parallèle (2) ou anti-résonance :

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{L\,\dfrac{C_q C_0}{C_q + C_0}}}$$

l'impédance entre A et B est maximale :

$$Z_{AB} = \left(\frac{C_q}{C_0 + C_q}\right)^2 QL\,2\pi f_p.$$

Les mesures de f_p et de f_s donnent le rapport :

$$\left(\frac{f_s}{f_p}\right)^2 = \frac{C_0}{C_0 + C_q}$$

$$C_0 = C_t \left(\frac{f_s}{f_p}\right)^2 \quad \text{et} \quad C_q = C_t - C_0$$

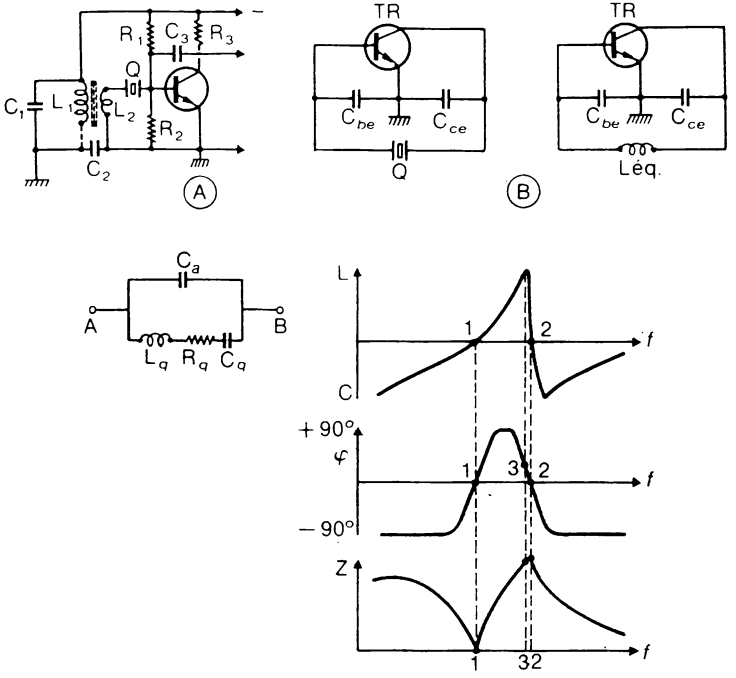
connaissant C_q et C_0 on en déduit :

$$L = \frac{1}{4\pi^2 f_s^2 C_q}$$

et comme on a mesuré r_q en 1, on en déduit :

$$Q = \frac{2\pi f_s}{r_q}.$$

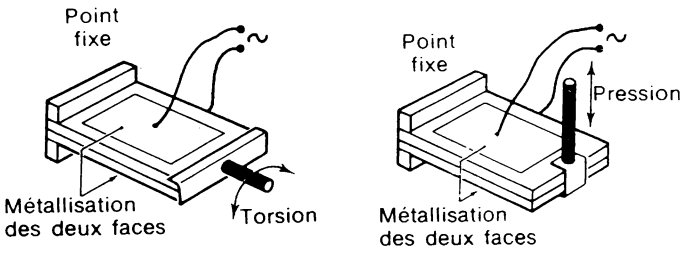
On peut donc prévoir deux types d'oscillateurs et de circuits selon qu'il est préférable d'avoir une résonance série ou une résonance parallèle.



Un oscillateur à résonance série est plus précis et plus stable car il oscille rigoureusement sur la fréquence du cristal (A).
Un oscillateur parallèle fait intervenir la capacité parasite du montage qui peut varier (B). Sur ce schéma on ne peut obtenir l'oscillation que si le cristal est inductif, ce qui n'est pas le cas en (2) où le circuit est ohmique. Le circuit fonctionne sur une fréquence un peu différente (3); c'est un montage Colpitts.

Différents corps piézoélectriques

Le quartz utilisé pour la génération de fréquences stables; monté dans une enceinte thermostatée on obtient un pilote dont la stabilité en fréquence garantie $\Delta f/f$ est comprise entre 10^{-6} et 10^{-11}.
Le sel de Seignette ou bi-tartrate de sodium et de potassium est utilisable seulement entre -10 et $+45\,°C$, il est très sensible à l'humidité. Deux lames collées et métallisées en surface sont sensibles à la flexion ou à la torsion. Il permet des applications loin de la fréquence de résonance.



Il est employé pour la fabrication de certains microphones et de tête de lecture phonographiques. Ces composants sont à haute impédance capacitive et délivrent des tensions aux bornes relativement élevées de l'ordre du volt. Le sel de Seignette est souvent remplacé par une céramique piézoélectrique.
Les céramiques piézoélectriques à base de zirconate titanate de plomb existent sous plusieurs variétés permettant de nombreuses applications. Ces céramiques sont moulées sous la forme de cylindres, de disques, de rondelles, de bâtonnets ou de plaquettes, elles sont cuites à haute température, puis elles sont polarisées suivant une direction axiale appropriée au moyen d'un champ électrique. Elles offrent les avantages suivants :

— grande résistance chimique;
— facteur élevé de conversion d'énergie : 50 % (quartz : 1 %);
— constante diélectrique élevée : $\varepsilon = 1000$ (quartz : 4,5);
— facteur de perte tg $\delta = 20 \cdot 10^{-3}$ environ.

Applications

Effet direct

Utilisation du champ électrique produit par l'action d'une force.

— Touche donnant une impulsion électrique sous l'effet d'une légère pression du doigt, sans pièces mobiles ni contacts.
— Allume-gaz sous un choc ou une pression on obtient une tension crête entre 20 et 30 kV qui fournit l'étincelle nécessaire.
— Tête de lecture de disques mono ou stéréo par bâtonnets multimorphes donnant une tension de sortie de l'ordre de 0,7 V; c'est une tête « haut niveau » et à haute impédance pour électrophone grand public.

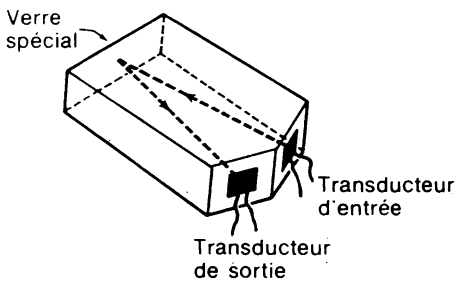
Effet inverse

Utilisation de la déformation du cristal sous l'action d'un champ électrique.

— Sources d'ultrasons : sonars, écho-sondeurs, nettoyage industriel, soudage des plastiques, pulvérisateurs, usinage, médecine. La déformation d'un cristal est de faible amplitude; l'application d'une tension de 1 000 V produit une déviation d'environ 0,3 µm. Des éléments de flexion sont nécessaires pour accroître la déviation.

Combinaison des effets direct et inverse

— Filtres à large bande, faible affaiblissement à énergie guidée, pour le téléphone, la radio en F.I. et la télévision, à flancs très raides.
— Lignes à retard 64 µs pour la télévision en couleur Secam et PAL. Le transducteur d'entrée produit des ondes ultrasonores dans le verre. Elles se réfléchissent sur la face opposée du verre et se dirigent vers le transducteur de sortie. La nature du verre et ses dimensions déterminent la durée du retard.



— Filtres à onde de surface jusqu'à 100 MHz; les structures de contact sont imbriquées en forme de peigne interdigités. La variation des distances entre les contacts et la largeur des dents du peigne permettent d'obtenir des filtres d'une certaine largeur de bande. Application : filtres F.I. en télévision.

G. 1

SEMICONDUCTEURS

1. DÉFINITIONS

Un semiconducteur est un corps dont la résistivité ($\rho = \Omega \cdot cm$) se classe entre celle des conducteurs ($\rho = \mu\Omega \cdot cm$) et celle des isolants ($\rho = 10^8$ à 10^{18} $\Omega \cdot cm$) à la température ordinaire.
Les semiconducteurs à 0 K sont des isolants, l'agitation thermique est nulle et il n'y a pas d'électrons libres. Lorsque la température augmente l'agitation thermique devient suffisante pour que des électrons franchissent la bande interdite ($\sim$ 1 eV), passent dans la bande de conduction et deviennent libres. Leur résistivité diminue lorsque la température augmente; ils ont donc un coefficient de température négatif.
L'agitation thermique qui libère un électron, laisse à sa place un manque appelé trou ou lacune qui peut être comblé par la capture d'un électron voisin et ainsi de suite.
Un électron est une charge négative élémentaire; un trou correspond à une charge positive virtuelle.
Un atome ayant un électron supplémentaire sur son orbite est un ion négatif, puisqu'il a une charge négative excédentaire.
Un atome ayant perdu un électron est un ion positif puisqu'il lui manque une charge négative.
Les électrons et les lacunes sont mobiles respectivement réellement et virtuellement. Les ions sont liés au réseau cristallin et ne peuvent se déplacer.
Un cristal intrinsèque est celui dans lequel l'agitation thermique crée autant d'électrons que de lacunes; ce n'est vrai que pour un cristal parfaitement pur.
En pratique on dit qu'un semiconducteur non dopé est intrinsèque.
Une faible contamination diminue rapidement la résistivité du cristal.
Les semiconducteurs appartiennent au groupe IV de la classification périodique de Mendeléev, chaque atome possède 4 électrons de valence. Les impuretés de dopage ont, soit 3, soit 5 électrons de valence.

Impuretés du groupe V utilisées

Le phosphore (P), l'arsenic (As) et l'antimoine (Sb) ce sont des donneurs qui forment des semiconducteurs du type *n* à conduction électronique, puisqu'ils apportent un électron supplémentaire.
L'électron supplémentaire de l'atome d'impureté ne peut pas se loger dans l'arrangement régulier du réseau cristallin. De ce fait il est lié faiblement au noyau. Son *énergie d'ionisation* est de l'ordre de 0,05 eV, contre 1 eV pour la bande interdite du semiconducteur. De ce fait, à la température ordinaire, l'énergie de vibration du réseau est suffisante pour ioniser tous les atomes de l'impureté. C'est l'*ionisation totale* des atomes donneurs...

Impuretés du groupe III utilisées

Le bore (B), l'aluminium (Al), le gallium (Ga) et l'indium (In) ce sont des accepteurs qui forment des semiconducteurs du type *p* à conduction lacunaire, puisqu'il manque un électron à l'impureté.
Pour la même raison, le trou de l'impureté est comblé facilement avec une énergie d'ionisation de 0,05 eV; l'ionisation des atomes accepteurs est également totale.
En ionisation totale la concentration des lacunes dans la bande de valence est identique à la concentration en ions accepteurs dans le cristal.

Le déplacement des électrons et des lacunes est fonction : de la température, de la concentration en impuretés et de la valeur du champ électrique appliqué aux bornes du cristal. Les électrons se déplacent dans le sens électronique du champ. Les lacunes en sens inverse. On constate que les électrons se déplacent plus rapidement que les lacunes. Leur mobilité diminue lorsque la concentration en impuretés augmente.
On constate que la concentration totale en impuretés est beaucoup plus grande que la concentration intrinsèque. Silicium : concentration intrinsèque : $1{,}45 \cdot 10^{10}$ at/cm^3, concentration en impuretés : 10^{14} à 10^{21} at/cm^3.
Un électron et une lacune finissent toujours par se recombiner à moins qu'on ne les sépare. Un état d'équilibre s'établit lorsqu'il se crée autant de paires d'électron-trou qu'il n'en disparaît. Le temps de recombinaison dépend de la pureté du cristal (ms).
Un matériau dopé contient un excès de donneurs (*n*) ou d'accepteurs (*p*), un état d'équilibre ne peut s'établir, il est extrinsèque.
Les porteurs majoritaires sont ceux qui correspondent au dopage , les trous dans une région *p* et les électrons dans une région *n*.
Les porteurs minoritaires sont les porteurs inverses du dopage.

2. PRINCIPAUX SEMICONDUCTEURS

Le germanium

Le germanium a été préféré au début de la fabrication des semiconducteurs, car il présente les avantages :

— bande interdite plus étroite, d'où tension de seuil de 0,4 V contre 0,7 V pour le silicium;
— purification et fabrication plus simple.
Par contre, il présente les inconvénients :

— température limite 85 °C contre 175 °C pour le silicium;
— courant inverse des dispositifs plus important.

G.2

SEMICONDUCTEURS

Le silicium

Le silicium est adopté pour la fabrication d'environ 95 % des dispositifs. Il est difficile à travailler à cause de sa température de fusion élevée et de sa grande affinité chimique.

L'arséniure de gallium (GaAs)

L'arséniure de gallium est un composé intermétallique, alliage d'un corps de valence III et d'un corps de valence V qui se comporte comme un semi-conducteur de valence IV.

Ses avantages :

— mobilité des électrons sept fois celle du silicium, permet la fabrication de circuits très rapides ou de fréquence très élevée;
— bande interdite large (1,4 eV) intéressante en optoélectronique.

L'antimoniure d'indium (InSb)

L'antimoniure d'indium sera sans doute le prochain composé intermétallique à être commercialisé. En effet, la mobilité de ses électrons est 60 fois celle du silicium, par contre sa bande interdite n'est que de 0,18 eV.
Le tableau de la page 116 donne les principales caractéristiques des semiconducteurs. Il a été joint celles du bioxyde de silicium (SiO_2) qui recouvre les plaquettes de silicium lors des différentes étapes de fabrication des dispositifs. C'est un excellent isolant ($10^{16}\ \Omega \cdot cm$) avec une tension de claquage élevée (600 V/µm).

Principales caractéristiques des semiconducteurs et du bioxyde de silicium.

	Ge	Si	GaAs	SiO_2
Nombre atomique	32 (2-8-18-4)	14 (2-8-4)		
Poids atomique ou moléculaire	72,60	28,09	144,63	60,08
Atomes ou molécules/cm^3	$4{,}42 \times 10^{22}$	$5{,}00 \times 10^{22}$	$2{,}21 \times 10^{22}$	$2{,}3 \times 10^{22}$
Structure du cristal	Diamant 8 atomes/maille élémentaire	Diamant 8 atomes/maille élémentaire	Zinc-blende 8 atomes/maille élémentaire	Tétraèdres de SiO_2 disposés au hasard 50 % liaisons covalents 50 % liaisons ioniques
Constante du réseau (Å)	5,66	5,43	5,65	—
Masse spécifique, m (g/cm^3)	5,32	2,33	5,32	2,27
Énergie de la bande interdite (eV)	0,67	1,11	1,40	≈ 8
Densité effective d'états énergétiques : dans la bande de conduction N_l ($at\text{-}cm^{-3}$)	$1{,}04 \times 10^{19}$	$2{,}8 \times 10^{19}$	$4{,}7 \times 10^{17}$	—
dans la bande de valence N_v ($at\text{-}cm^{-3}$)	$6{,}0 \times 10^{18}$	$1{,}04 \times 10^{19}$	$7{,}0 \times 10^{18}$	
Concentration intrinsèque de porteur n_i ($at\text{-}cm^{-3}$)	$2{,}4 \times 10^{13}$	$1{,}45 \times 10^{10}$	$\approx 9 \times 10^{6}$	—

Mobilités pour un matériau intrinsèque ($cm^2/V \cdot s$) des électrons des lacunes	3 900 1 900	1 350 480	8 600 250	Isolant ; $\ell > 10^{16}\Omega \cdot cm$ à 300 °K
Constante diélectrique	16,3	11,7	12	3,9
Champ provoquant le claquage (V/µm)	~8	~ 30	~ 35	~ 600
Point de fusion (°C)	937	1 415	1 238	~ 1 700
Tension de vapeur (Torr)	10^{-7} à 880 °C 10^{-9} à 750 °C	10^{-5} à 1 250 °C 10^{-7} à 1 050 °C	1 à 1 050 °C 100 à 1 220 °C	10^{-3} à 1 450 °C 10^{-1} à 1 700 °C
Chaleur spécifique, C_p (joule/g°C)	0,31	0,7	0,35	1,0
Conductivité thermique (watt/cm °C)	0,6	1,5	0,81	0,014
Coefficient linéaire de dilatation thermique $\frac{\Delta L}{L \Delta T}\left(\frac{1}{°C}\right)$	$5{,}8 \times 10^{-6}$	$2{,}5 \times 10^{-6}$	$5{,}9 \times 10^{-6}$	$0{,}5 \times 10^{-6}$

3. CODE DE DÉSIGNATION DES SEMICONDUCTEURS

Code américain

Enregistrement des modèles au bureau du E.I.A. (Electronic Industrie Association).
Ils reçoivent un numéro d'ordre pris dans la série :
1N pour les diodes.
2N pour les transistors.
De plus, chaque fabricant possède son propre code.

Code européen PRO-ÉLECTRON : transistors et diodes

Appliqué par un certain nombre de constructeurs. Chaque élément est désigné par un groupe de 5 signes : soit 3 lettres et 2 chiffres pour les applications « professionnelles », soit 2 lettres et 3 chiffres pour les applications « grand-public » et « industrielles ».

Première lettre

A : éléments à une ou plusieurs jonctions utilisant un matériau dont la largeur de bande interdite est comprise entre 0,6 et 1 eV, tel que le germanium.
B : matériau dont la largeur de bande interdite est comprise entre 1 et 1,3 eV, tel que le silicium.
C : matériau dont la largeur de bande interdite est supérieure ou égale à 1,3 eV, tel que l'arséniure de gallium.
D : matériau dont la largeur de bande interdite est inférieure à 0,6 eV tel que l'antimoine d'indium.
R : éléments utilisant des matériaux tels que ceux employés dans les générateurs de Hall et les cellules photoconductrices.

Deuxième lettre

A : diode de détection, commutation mélangeuse.
B : diode à capacité variable avec la tension.
C : transistor B.F. de faible puissance ($R_{th} > 15\,°C/W$).
D : transistor B.F. de puissance ($R_{th} \leqslant 15\,°C/W$).
E : diode tunnel.
F : transistor H.F. de faible puissance ($R_{th} > 15\,°C/W$).
G : ensemble d'éléments divers.

SEMICONDUCTEURS

H : mesureur de champ magnétique.
K : générateur de Hall en circuit magnétique ouvert.
L : transistor H.F. de puissance (Rth $\leqslant$ 15 °C/W).
M : générateur de Hall en circuit magnétique fermé.
N : photocoupleurs.
P : détecteur de radiations.
Q : générateur de radiation (LED).
R : élément de commutation à effet d'avalanche commandé électriquement (Rth $>$ 15 °C/W). (Thyristors.)
S : transistor de commutation (Rth $>$ 15 °C/W).
T : élément de commutation à effet d'avalanche commandé électriquement ou photo-électriquement (Rth $\leqslant$ 15 °C/W). Thyristors de puissance, triacs.
U : transistor de puissance pour commutation (Rth $\leqslant$ 15 °C/W).
W : filtre à onde acoustique de surface.
X : multiplicateur de fréquence, par exemple Varactor.
Y : redresseur, diode de puissance.
Z : diode référence, régulateur de tension (Zener).

Dispositifs « Grand public » ou « industriels »

Après les deux lettres on trouve trois chiffres donnant le numéro d'ordre de 100 à 999.

Dispositifs professionnels

Après les deux lettres on trouve une troisième lettre qui est un Y ou un X en général, sauf :
L : diodes laser.
T : DEL trichromes.
W : diodes d'écrêtage
puis un nombre à deux chiffres de 10 à 99.

Code PRO-ÉLECTRON - Circuits intégrés

Le numéro d'identification comprend trois lettres et quatre chiffres.

Première lettre - Type de circuit

S : circuit digital (logique).
T : circuit analogique (linéaire).
U : circuit mixte digital et analogique.

Deuxième lettre - Pas de signification

Troisième lettre - Gamme de température

A : pas de signification.
B : 0 + 70 °C.
C : − 55 °C + 125 °C.
D : − 25 °C + 70 °C.
E : − 25 °C + 85 °C.
F : − 40 °C + 85 °C.
G : − 55 °C + 85 °C.

Chiffres

Numéro d'ordre du fabricant : le premier chiffre indique les différentes versions du circuit de base.
Les chiffres peuvent être suivis par une lettre donnant le type de boîtier :
C : cylindrique.
D : Dual in line.
F : boîtier plat.
Q : quadruple in line.

H.1

DIODES A SEMICONDUCTEURS

1. DÉFINITIONS

Une diode est constituée par un cristal semiconducteur comportant une jonction $p-n$ obtenue par alliage ou par diffusion d'une impureté d'un signe dans un cristal de signe opposé.

Symboles

Minuscules : paramètres du dispositif.
Majuscules : paramètres extérieurs associés au dispositif.

Indices des symboles

Minuscules : pour les valeurs de composantes variables.
Majuscules : pour les valeurs continues ou totales instantanées.

F, f : direct (forward).
R, r : inverse (reverse).
AV, av : valeur moyenne (average).
M, m : valeur maximale.
OV, ov : valeur de surcharge prévisible (overload).
Rm : valeur de pointe répétitive.
SM : valeur de surcharge accidentelle.

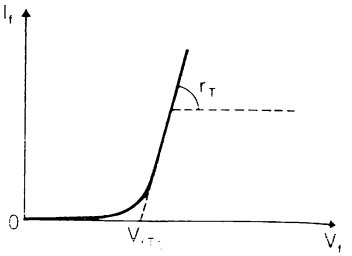
Liste des symboles

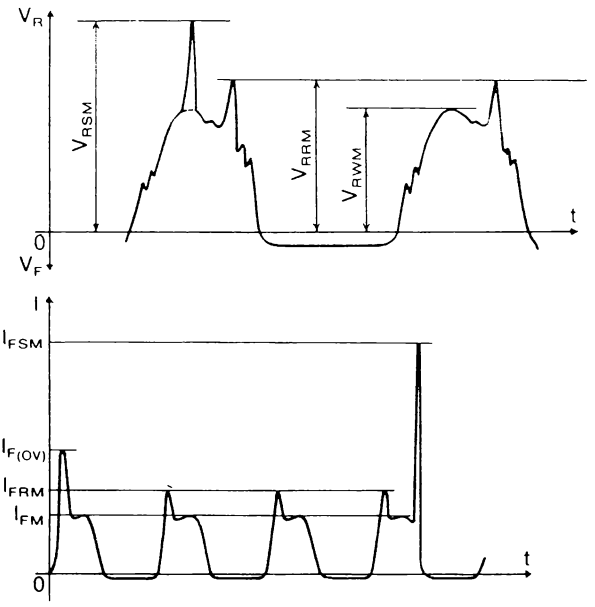
V_F : tension directe continue.
V_{FM} : tension directe de crête.
$V_{F(AV)}$: tension directe moyenne.
V_R : tension inverse continue.
V_{RM} : tension inverse de crête.
V_{RS} : tension inverse de surcharge.
V_{RWM} : tension inverse de crête maximale.
V_{RRM} : tension inverse de pointe répétitive.
ou V_{RPM}
V_{RSM} : tension inverse de pointe non répétitive.
V_{BR} : tension de claquage (Breakdown).

Tension de seuil (T_0).

0,4 V : Ge.
0,7 V : Si.
1 V : GaAs.

I_F : courant direct continu.
I_{FM} : courant direct de crête.
I_{FRM} : courant direct de pointe répétitif.
$I_{F(OV)}$: courant direct de surcharge prévisible.





I_{FS} : courant direct de surcharge.
I_{FSM} : courant direct non répétitif de surcharge accidentelle.
I_0 : courant moyen redressé. En redressement monophasé mono-alternance :

$$I_O = \frac{1}{\pi} \cdot \frac{V_{FM}}{R_L}.$$

I_R : courant inverse continu.
I_{RM} : courant inverse de crête.
$I_R(AV)$: courant inverse moyen.
i_{rr} : courant inverse de recouvrement, auquel le t_{rr} est mesuré.
t_{fr} : temps de recouvrement direct avec I_f et V_R spécifiés.
t_{rr} : temps de recouvrement inverse avec I_f, V_R et i_{rr} spécifiés ou avec I_f, I_{RM} et i_{rr} spécifiés.

DIODES A SEMICONDUCTEURS

r_d : résistance d'amortissement.
η : efficacité de détection en tension.
r : résistance différentielle ou résistance directe : $r = \frac{dV}{di}$ pour I_f ou V_F donnés.
r_T : résistance apparente d'une diode de redressement.
t_{AV} : temps d'intégration.
Q_S : charge recouvrée (charge stockée).
R_L : résistance de charge.
C_L : capacité de charge.
t_{amb} : température ambiante.
t_{case} : température du boîtier.
t_{stg} : température de stockage.
P : puissance dissipée.
P_S : puissance de crête transitoire ou puissance de surcharge accidentelle.
R_{th} : résistance thermique entre deux points spécifiés :

$$Rth(j-c) = \frac{t_j - t_{case}}{Ptot} \text{ en °C/W.}$$

K_t : facteur de réduction de la puissance avec la température par

$$K_t = \frac{1}{R_{th}} \text{ en W/°C.}$$

Caractéristiques

Caractéristique directe

On relie le pôle positif de la source à la zone *p* et le pôle négatif à la zone *n* de la diode. La jonction est polarisée dans le sens direct et on trace la caractéristique directe. Par cette courbe on obtient tous les renseignements sur la diode : tensions, intensités directes, résistance différentielle, tension de seuil, puissance et températures limites.

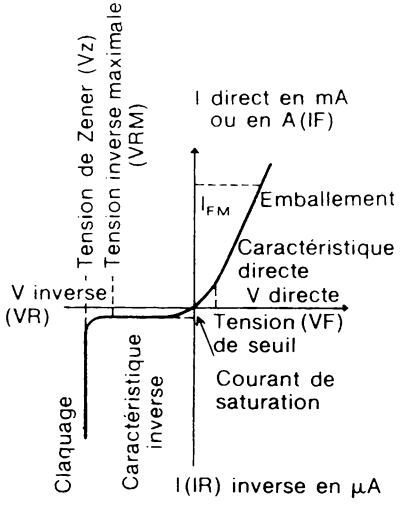
Caractéristique inverse

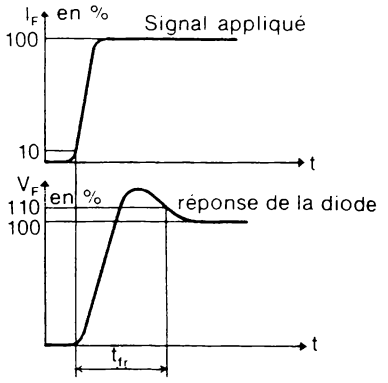
Lorsque la jonction est polarisée en sens inverse, le courant est très faible, c'est le courant de saturation, la résistance inverse est très élevée, jusqu'à la tension inverse maximale V_{RM}.
Au-delà, on observe un coude brusque de la caractéristique, le courant augmente très vite, c'est le claquage de la jonction. Si on n'atteint pas la température limite de la jonction ce claquage n'est pas destructif.
Plusieurs effets peuvent provoquer ce claquage :

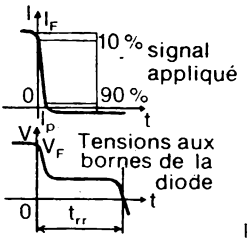
— **Claquage par effet thermique** lorsque la dissipation de chaleur est supérieure au refroidissement, la jonction est détruite lorsqu'elle atteint sa température limite : surcharge en puissance P_j.

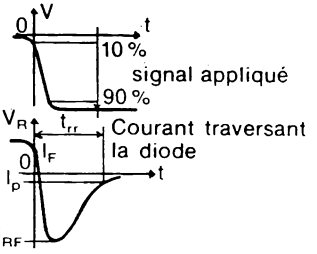
— **Claquage par avalanche** lorsque le champ électrique à la jonction dépasse $5 \cdot 10^5$ V/cm et qu'elle est faiblement dopée, il se produit une ionisation par choc. Le courant inverse n'est plus limité que par la résistance du circuit extérieur.

— **Claquage par effet de champ (zéner)** lorsque le champ électrique atteint 10^6 V/cm dans une jonction fortement dopée, il se produit un arrachement des électrons de liaison. Le courant inverse n'est plus limité que par la résistance du circuit extérieur.









Influence de la température

Le courant inverse double pour une augmentation de 8 °C pour les diodes au silicium. Leur courant inverse est très faible.

Commutation

Lorsqu'une diode conduit dans le sens direct, un excès de porteurs minoritaires se forme de part et d'autre de la jonction. Si on applique alors une tension inverse la diode ne se bloque pas immédiatement. Le temps de commutation : direct-inverse est le temps de recouvrement inverse (t_{rr}).
Si on inverse à nouveau la tension, la réponse de la diode n'est pas immédiate non plus. Il faut le temps aux porteurs minoritaires d'annuler la barrière de potentiel de la jonction; c'est le temps de recouvrement direct (t_{fr}) ou temps de montée (voir figures).
Pour les diodes rapides ces temps sont de l'ordre de quelques nanosecondes.

Normes

N.F.C. 86 812 - Diodes de signal ou de commutation.
N.F.C. 96 811 - Diodes professionnelles.
N.F.C. 86 818-86 819-96 821 - Diodes de redressement.

2. PRINCIPAUX TYPES : DÉTECTION, REDRESSEMENT ET COMMUTATION

2.1 - DIODES DE SIGNAL ET DE COMMUTATION

Diodes miniatures présentées en boîtier verre ou sous plastique principales catégories :

— **Diodes de signal pour usage général,** soit à fort courant ou à tension inverse élevée.

V_R (V)	I_{FM} (mA)	I_{FSM} (A)	I_R (nA)	t_{rr} (ns)	Cd (pF)
10/50	225	2	500	4	2
25/150	200/100	1	100	6	4
75	450	2	500	4	4
60/250	625	2	500	50	5

— **Diodes de commutation UHF,** suppriment les commutations mécaniques, au moyen d'une inversion de tension continue aux bornes : rd passant 1 Ω jusqu'à 1 GHz; à l'état bloqué leur courant inverse et leur capacité sont très faibles.

V_R (V)	I_{FM} (mA)	I_{FSM} (A)	I_R (nA)	t_{rr} (ns)	Cd (pF)
20/35	50/100	0,5	50	4	1

— **Diodes de commutation rapides dopées à l'or.** Ce dopage diminue la résistivité du silicium et la tension inverse; par contre il augmente la vitesse de commutation.

V_R (V)	I_{FM} (mA)	I_{FSM} (A)	I_R (nA)	t_{rr} (ns)	Cd (pF)
15/20 75/100	50 75	0,3 0,5	100 25	0,75 2	0,8 2

2.2 - DIODES « PETITS REDRESSEURS »

Ces diodes sont présentées sous plastique, sous enrobage de verre moulé, ou sous boîtier métallique. Elles s'utilisent sans refroidisseurs pour le redressement du courant alternatif dans les petites alimentations. Elles couvrent la plage de température : — 55 °C à + 150 °C.

- Petits redresseurs : V_R : 400/1 000 V - I_{FM} : 2 A - I_{FSM} : 12 A.
- Récupération TV : V_R : 1 500 V - I_{FM} : 4 A - I_{FSM} : 8 A.

2.3 - REDRESSEURS DE MOYENNE ET GRANDE PUISSANCE

Boîtiers métalliques montés sur refroidisseurs convenables. La tension inverse maximale est fonction de la résistivité du silicium, entre 400 V ($\rho = 10\ \Omega \cdot cm$) et 3 400 V ($\rho = 125\ \Omega \cdot cm$).
L'intensité directe maximale est fonction de la surface de la jonction, elle est de l'ordre de 1 A/mm² pour les moyennes puissances et de 0,5 A/mm² pour les grandes puissances, jusqu'à 2 000 A.

Température : — 55 °C à + 175 °C.

On distingue :

- **les diodes normales** pour le redressement du secteur 50 Hz (f max : 5 kHz);

• **les diodes rapides** pour les alimentations à découpage (*f* max : 250 kHz). V_{RPM} : 100 à 1600 V - I_{FAV} = 4 à 1000 A;

• **les diodes protégées en avalanche :** pour secteur 50 Hz (*f* max 5 kHz) (voir 2.6);

• **les diodes rapides protégées en avalanche** (*f* max 250 kHz).

2.4 - MONTAGE DES REDRESSEURS EN SÉRIE (fig. 1)

Les redresseurs sont montés en série lorsque la tension d'utilisation excède la tension maximale supportée par une seule diode. Cependant pour équilibrer les tensions aux bornes de chacune des diodes, il y a lieu de prendre les précautions suivantes :

• On branche en parallèle sur les diodes une résistance entre 5 et 50 kΩ et une capacité de quelques nanofarads. La résistance équilibre les courants inverses; les capacités absorbent les charges emmagasinées par les diodes.

• On peut également trier les redresseurs en fonction de leur courant inverse et on monte en série des redresseurs de même valeur.

• On adopte aussi des redresseurs protégés en avalanche, ou à avalanche contrôlée.

2.5 - MONTAGE DES REDRESSEURS EN PARALLÈLE (fig. 2)

Les redresseurs sont montés en parallèle lorsque l'intensité demandée dépasse l'intensité maximale supportée par une seule diode. Pour équilibrer les intensités dans chaque diode :

• On place des résistances de faible valeur en série avec chaque redresseur pour obtenir une chute de tension d'environ 1,5 V à leurs bornes.

• On trie les redresseurs en fonction de leur impédance directe et on monte ceux ayant des caractéristiques semblables.

• On adopte des redresseurs protégés en avalanche.

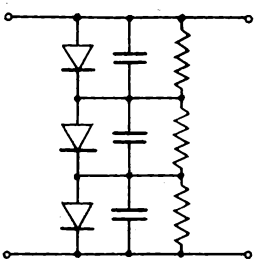


Fig. 1

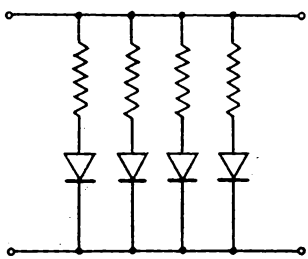


Fig. 2

2.6 - DIODES PROTÉGÉES EN AVALANCHE

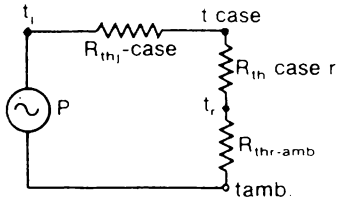
Ce sont des diodes dont la résistivité du silicium est très homogène et dont la profondeur de diffusion est très constante. Ainsi le courant inverse se répartit sur toute la surface de la pastille au lieu de se localiser en quelques points. Il faut donc beaucoup plus d'énergie pour entraîner la destruction de la diode.

2.7 - REFROIDISSEURS POUR REDRESSEURS DE PUISSANCE OU TRANSISTORS

On applique la loi d'ohm thermique :

$$R_{th} = R_{thj\text{-}case} + R_{th\text{-}case\text{-}r} + R_{thr\text{-}amb}$$

R_{th} : résistance thermique totale (°C/W).
$R_{thj\text{-}case}$: résistance thermique entre la jonction et le boîtier de la diode ou du transistor.



$R_{th\ case\text{-}r}$: Résistance thermique entre le boîtier et le refroidisseur
$R_{th\ r\text{-}amb}$: Résistance thermique entre le refroidisseur et l'ambiance.

Pour les températures on a :
t_j : température de la jonction (~150 °C).
t_{case} : température du boîtier.
t_r : température du radiateur.
t_{amb} : température ambiante (~ 45 °C).

Puissance du circuit : P = puissance dissipée.
Résistance thermique du refroidisseur :

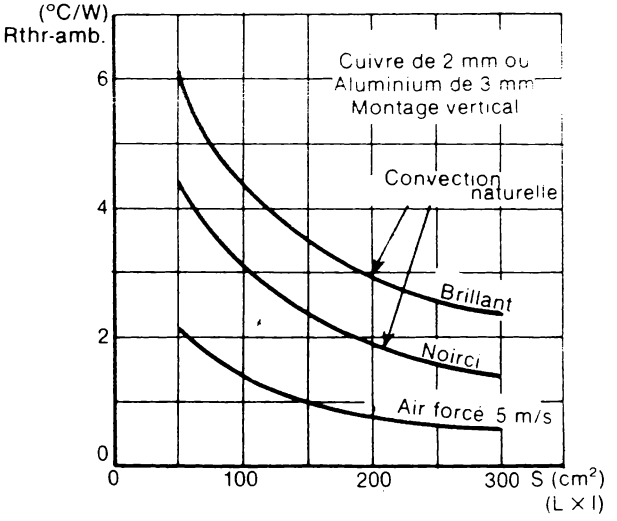
$$R_{th\ r\text{-}am} = \frac{t_j - t_{amb}}{P} - (R_{thj\text{-}case} + R_{th\ case\text{-}r})$$

$R_{th\ j\text{-}case}$ est donnée par le constructeur.
$R_{th\ case\text{-}r}$ est de 122 l s'il y a une rondelle de mica d'isolement.
(l épaisseur de la rondelle en cm.)
S'il n'y a pas de rondelle $R_{th\ case\text{-}r}$ est très faible.
Surface du refroidisseur :

$$S = \frac{1}{R_{thr\text{-}amb} \cdot \delta}.$$

S en cm^2, $R_{th\ r\text{-}amb}$ en °C/W, δ coefficient d'expansion thermique en $mW/cm^2 \cdot °C$, ce coefficient se divise en 3 parties :

— rayonnement : 0,6 $mW/cm^2 \cdot °C$;
— convection : 1,5 $mV/cm^2 \cdot °C$;
— conduction : en fonction de la surface du radiateur.



La courbe permet de calculer la surface d'un radiateur de cuivre de 2 mm d'épaisseur ou d'aluminium de 3 mm d'épaisseur, monté verticalement, en convection naturelle ou en air forcé à 5 m/s, en fonction de la $R_{th\ case\text{-}amb}$. Cette surface est donnée lorsque les deux côtés de la plaque sont en contact de l'air, sinon doubler la surface.
Les fabricants ont à leur catalogue des clips et des refroidisseurs en aluminium moulé mat pour les différents boîtiers normalisés; ils donnent pour chaque modèle sa résistance thermique.

2.8 - DIFFÉRENTS MONTAGES REDRESSEURS

Se reporter : transformateurs d'alimentation E 5. On doit distinguer :

Le redressement sur charge résistive ou inductive

— **Mono-alternance** (E5 a) peu intéressant : rendement : 28,3 %, tension inverse de crête appliquée à la diode : 3,14 fois la tension de sortie moyenne, taux d'ondulation : 121 % à 50 Hz.

— **Deux alternances à point milieu** (E5 b) : transformateur à deux secondaires en opposition qui débitent à tour de rôle chacun sur une diode : rendement 74,6 %, tension inverse de crête 3,14 fois la tension de sortie moyenne, taux d'ondulation 48 % à fréquence double : 100 Hz.

— **Deux alternances en pont** (E5 c) : le plus économique rendement : 90 %, tension inverse de crête aux bornes de chacune des quatre diodes : 1,57 fois la tension de sortie moyenne, taux d'ondulation : 48 % à 100 Hz.

Le redressement sur charge capacitive

C'est le cas le plus fréquent, par suite de la présence du filtre de l'ondulation. Le condensateur se charge à la valeur crête de la tension lorsque la ou les diodes conduisent; il se décharge dans l'appareil lorsque la ou les diodes sont bloquées. La valeur de la tension continue de sortie par rapport à la tension de crête dépend de la valeur de la capacité et de l'intensité consommée par l'appareil. Ce rapport est le plus favorable pour les montages à deux alternances, toutes choses égales par ailleurs.

Par exemple :

- pour $\omega R_C C$: 1, le rapport V_{CTU}/V_E = environ 60 %;
- pour $\omega R_C C$ 100, le rapport V_{CTU}/V_E = environ 90 %;

où :

ω	$2\pi f$ en deux alternances = 618.
R_C	résistance de charge (Ω).
C	capacité de filtre (F).
V_{CTU}	tension continue aux bornes de la charge.
V_E	tension crête aux bornes du redresseur.

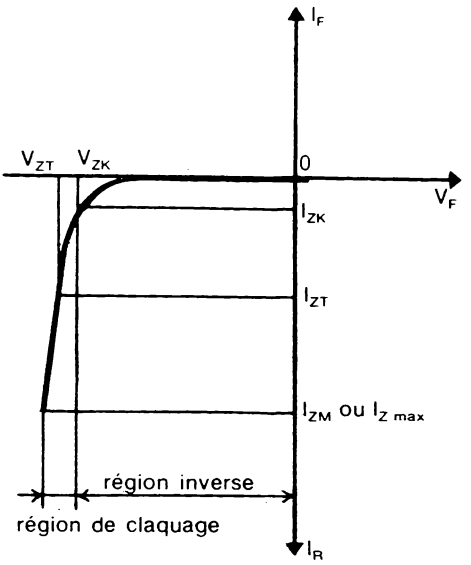
3. DIODES SPÉCIALES

3.1 - DIODES DE RÉFÉRENCE, DIODES ZÉNER, DIODES DE RÉGULATION DE TENSION

Trois catégories :

— **Diodes basse tension** (<5 V) : claquage est dû à l'effet de champ (zéner), coude de la caractéristique assez peu prononcé, résistance inverse assez élevée, coefficient de température négatif.
— **Diodes haute tension** (>7 V) : claquage par avalanche, coude de la caractéristique assez franc, résistance inverse moyenne, coefficient de température positif.
— **Diodes entre 5 et 7 V :** combinaison des deux effets, coefficient de température nul, mais résistance dynamique médiocre et instable.

Toutes ces diodes sont au silicium et leur claquage n'est pas destructif à condition de ne pas dépasser la température maximale de jonction (~ 150 °C).



Symboles

I_Z : courant de régulation.
I_{ZK} : courant de régulation proche du coude de claquage.
I_{ZT} : courant de contrôle de la tension de régulation.
V_Z : tension de régulation.
V_{ZK} : tension de régulation proche du coude de claquage.
V_{ZT} : tension de régulation pour I_{ZT}.
r_{ZK} : résistance différentielle pour I_{ZK}. (Résistance dynamique.)
r_{ZT} : résistance différentielle pour I_{ZT}.
α : coefficient thermique de la tension de régulation.
P_S : puissance de crête transitoire ou puissance de surcharge accidentelle.

Puissance admissible

$$P = t_{j\ max} - t_{amb}/R_{th}$$

$R_{th} = R_{thj\text{-}case} + R_{th\ case\text{-}r} + R_{th\ r\text{-}amb}$ (en °C/W)

Résistance ou impédance dynamique (r_{ZT}) ou (r_D)

Caractéristique primordiale pour l'efficacité de la régulation :

$$r_{ZT} = \frac{\Delta V_{ZT}}{\Delta I_{ZT}}.$$

Ce n'est pas une valeur fixe, elle dépend de I_{ZT} et de la température, r_{ZT} est la plus faible pour des tensions de claquage entre 6 et 9 V.

Coefficient thermique de la tension de régulation

$$\alpha = \frac{\Delta V_{ZT}}{V_{ZT} \cdot \Delta t}.$$

La tension de claquage décroît lorsque la température augmente pour $V_{ZT} < 5$ V; elle croît pour $V_{ZT} > 7$ V; le coefficient de température est presque nul pour $5\ V < V_{ZT} < 7$ V.

Différents modèles

Diodes miniatures de 0,2 à 0,6 W.
Diodes moyenne puissance : 0,6 à 4 W.
Diodes de puissance : jusqu'à 75 W.
Tension de régulation : entre 2,4 V et 200 V.
Séries de tension E24 tolérance ± 5 %.
E12 tolérance ± 10 %.

Utilisations

Effet de régulation, alimentations stabilisées.
Tension constante servant de référence.
Effet de seuil et écrêtage, protection de circuits, temporisateurs.

Normes : N.F.C. 86 815 - N.F.C. 96 831.

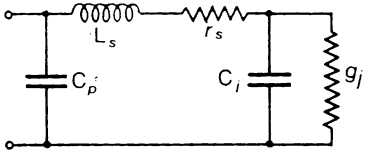
3.2 - DIODES TUNNEL

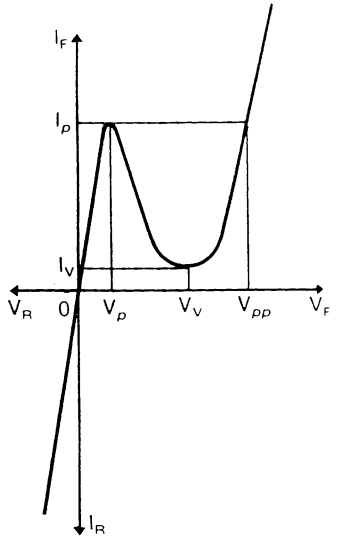
Symboles

I_P	courant de pic.
I_V	courant de vallée.
I_P/I_V	rapport de dénivellation du courant.
I_R	courant inverse continu.
V_P	tension de pic.
V_V	tension de vallée.
V_{PP}	tension isohype (pour une même valeur de I_p).
V_R	tension inverse continue.
L_S	inductance série équivalente totale.
r_s	résistance série équivalente totale.
C_j	capacité de la jonction de la diode intrinsèque.
C_p	capacité parasite parallèle.
C_{tot}	capacité totale aux bornes. $C_{tot} = C_j + C_p$.
g_j	conductance négative de la diode intrinsèque.

f_r fréquence de coupure résistive $= \dfrac{g_j}{2\pi Cj}\sqrt{\dfrac{1}{g_j \cdot r_s} - 1}$.

Circuit équivalent de la diode tunnel en conduction négative.





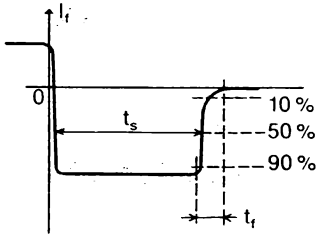
Principe

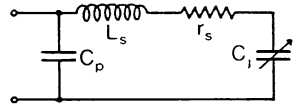
Ce sont des diodes fortement dopées. Leur courbe caractéristique présente, dans le sens direct, une montée à pente très forte, puis une plage de résistance négative qui est la zone d'utilisation. Enfin, elle reprend l'allure de la courbe normale d'une diode.
La plage de résistance négative, provoquée par l'effet tunnel de la mécanique des quanta permet l'utilisation de la diode comme un élément commutateur actif dans des circuits oscillants, des amplificateurs, comme commutateur rapide, ou comme bistable des mémoires.
Ces diodes travaillent toujours à bas niveau; les ordres de grandeur des différents paramètres sont :
I_P = entre 1 et 100 mA - I_V = entre 0,2 et 22 mA - V_P = environ 65 mV à 120 mV - V_V = environ 350 mV. V_{PP} = environ 500 mV à 1 V. I_P/I_V = entre 5 et 10. Cj = 3 à 4 pF par mA - L_S = 0,5 à 3 Ω - g_j = 8 à 120 ms (millisiemens) - f_r = 1 à 2 GHz - temps de commutation : 1 à 2 ns.

3.3 - DIODES À CAPACITÉ VARIABLE. VARACTORS DIODES SNAP-OFF

Symboles

C_j : capacité de la jonction de la diode intrinsèque.
C_p : capacité parasite parallèle.
C_{tot} : capacité totale $C_{tot} = C_j + C_p$.
L_s : inductance série équivalente totale.
r_s : résistance série équivalente totale.
f_c : fréquence de coupure $f_c = \dfrac{1}{2\pi r_s \cdot C_j}$.
Q : valeur effective de Q d'une diode d'accord $Q = \dfrac{f_c}{f\,\text{mesure}}$.





Q_s : charge recouvrée, charge stockée.
t_s : temps de stockage.
t_f : temps de snap-off.
τ : durée de vie effective $\tau = \dfrac{Q_s}{I_f} \approx t_s \dfrac{I_{RM}}{I_f}$.

DIODES A SEMICONDUCTEURS

Diodes à capacité variable

Une jonction polarisée en inverse présente une zone de transition dont l'épaisseur est fonction de la tension inverse. Les deux zones *p* et *n* représentent les électrodes du condensateur et la zone de transition le diélectrique. Pour une très faible tension inverse le diélectrique est mince et la capacité est maximale; plus la tension inverse augmente plus la capacité diminue. Par suite de leur très faible courant inverse, seules les diodes au silicium diffusées peuvent être utilisées pour cet usage. La capacité de la diode dépend donc de la tension inverse V_R appliqué :

$$C_j = \frac{C_{jo}}{\left(1+\frac{V_R}{V_D}\right)^n}$$

C_{jo} : capacité de la jonction sans tension extérieure.
V_D : tension de diffusion pour les diodes au silicium, environ 0,7 V.
n : dépend du procédé de fabrication de la diode.
Diodes à diffusion avec transition de jonction linéaire : $n = 0{,}36$.
Diodes planar épitaxiales avec transition abrupte : $n = 0{,}5$.
Diodes par des procédés de diffusion spéciaux hyperabrupte $\cdot\ n > 0{,}5$ donnant un grand rapport de capacité utilisable. Pour ces diodes n est fonction de la tension inverse.
Le coefficient de surtension de la diode est :

$$Q = \frac{1}{2\pi f C_j r_s}.$$

r_s décroît lorsque V_R augmente.

La formule de variation de capacité C_j montre que la courbe n'est pas linéaire; pour éviter des distorsions pour des signaux H.F. importants superposés à V_R, on a intérêt de travailler avec V_R important.
Coefficient de température : 0,4 %/°C pour $V_R = 3$ V.

Accord des circuits oscillants en H.F.

Ces diodes peuvent remplacer les condensateurs variables aussi bien en F.M. qu'en A.M. ainsi qu'en télévision.
Les principaux paramètres de ces diodes sont :
La tension inverse maximale permise V_{RM} : entre -20 V et -30 V.
La capacité de la diode pour cette tension : $C_{j\ min}$.
La capacité de la diode pour la plus petite tension inverse utilisable ($V_{R\ min} = -1$ à -2 V) : $C_{j\ max}$.
Le rapport de ces deux capacités $C_{j\ max}/C_{j\ min}$.
Le coefficient de surtension Q de la diode pour $V_{R\ min}$.
La fréquence correspondante f_{min} déterminée par la capacité C_j, la résistance série r_s et le coefficient de surtension.

Exemples :

Gamme F.M. de 86,5 à 108 MHz.

Rapport efficace de capacité : $\frac{C_{j\ max} + C_p}{C_{j\ min} + C_p} = 1{,}56.$

Diode : $C_{j\ max}$ à -3 V $= 30$ pF

$C_{j\ min}$ à -30 V $= 11{,}5$ pF. Rapport 2,6.

On peut donc admettre C_p jusqu'à 20 pF.
Gamme P.O. de 520 à 1600 kHz.
Diode double pour superhétérodyne.
Modulation : $C_{j\ max}$ à -1 V $= 450$ pF. $C_{j\ min}$ à -25 V $= 21$ pF.
Oscillation : $C_{j\ max}$ à -1 V $= 300$ pF. $C_{j\ min}$ à -25 V $= 14$ pF.

On obtient des valeurs de même ordre qu'avec des condensateurs variables.
Autre utilisation : circuit de contrôle automatique de fréquence en F.M. (A.F.C.).

Norme : N.F.C. 86 816.

Varactors

Ce sont des diodes à capacité variable de puissance, pour UHF en présentation normales ou coaxiales qui à ce moment ont fc jusqu'à 250 GHz, temps de snap-off = 0,2 ns, durée de vie effective = 25 ns.
Elles sont utilisées pour doubler, tripler et jusqu'à décupler la fréquence des circuits.

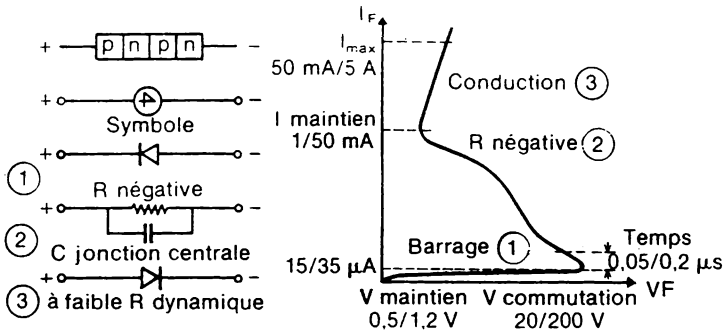
Diodes snap-off

Ce sont des diodes au silicium à jonction abrupte pouvant couper un courant important dans un temps très court.
Lorsque la diode est polarisée en direct des charges électriques sont emmagasinées. Si on inverse la polarité, la diode conduit en inverse pendant le temps nécessaire à l'évacuation des charges stockées. Ce courant s'arrête brutalement lorsqu'il ne reste plus de charges excédentaires dans la jonction.
Une diode est caractérisée par la valeur de la charge recouvrée Q_S pour un courant donné I_F, par le temps t_S mis par ces charges à s'écouler, et par le temps t_S correspondant au passage du courant I_R de 90 % à 10 % de sa valeur.

Applications : Multiplicateur de fréquence de rang élevé, circuit de mise en forme.

3.4 - DIODES SHOCKLEY OU 4 D

Ces diodes sont dans la famille des semiconducteurs, l'analogue des diodes à gaz.
Elles comportent quatre couches *p*, *n*, *p*, *n*, dans un cristal de silicium. Si on polarise la diode, comme indiqué sur la figure, on constate que les jonctions *p*, *n* sont dans le sens direct, tandis que la jonction *n*, *p* centrale est bloquée. Le courant résultant correspondant au courant inverse de la jonction centrale, il est très faible; c'est la zone de barrage (I). La diode peut être représentée comme une jonction polarisée à l'envers.
Lorsqu'on atteint la tension d'avalanche de la jonction centrale, en une fraction de microseconde, une commutation se produit. L'intensité directe augmente tandis que la tension diminue : c'est une zone à résistance négative (II) shuntée par la capacité de la jonction centrale en avalanche. Le circuit atteint une tension de maintien qui correspond au courant minimal pour que la diode reste conductrice. Puis, la caractéristique redevient positive et à forte pente (III), donc à faible résistance dynamique.
Pour ramener la diode dans son état de barrage, il faut diminuer le courant à une valeur inférieure au courant de maintien.
Les ordres de grandeur des valeurs sont portés sur la figure.



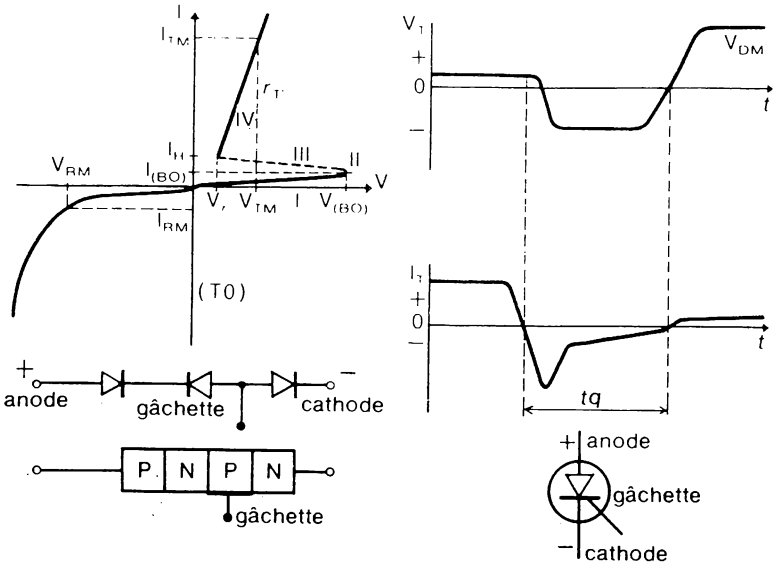
Applications

Circuits à commutation rapide et à faible tension tels que : circuits logiques, générateurs d'impulsions, commande de mémoire ou de relais, multivibrateurs, commutation téléphonique sans relais, circuits d'alarme, clignoteurs, etc.

3.5 - THYRISTORS. TRIACS

Symboles

$V_{T(TO)}$: tension de seuil. V_T tension continue à l'état passant.
$V_{(BO)}$: tension de retournement.
V_{TM} : tension de crête à l'état passant.
V_D : tension continue à l'état bloqué.
V_{DM} : tension de crête à l'état bloqué.
V_R : tension inverse continue.
V_{RM} : tension inverse de crête.
V_G : tension de gâchette.
V_{FGM} : tension directe de pointe de gâchette.
V_{GT} : tension d'amorçage par la gâchette.
V_{RGM} : tension inverse de pointe de gâchette.
I_T : courant continu à l'état passant.
I_D : courant continu à l'état bloqué.
$I_{(BO)}$: courant de retournement.
I_H : courant de maintien.
I_{TRM} : courant de pointe répétitif à l'état passant.



I_R : courant inverse continu.
I_{RM} : courant inverse de crête.
I_G : courant de gâchette.
I_{FGM} : courant direct de pointe de gâchette.
I_{GT} : courant d'amorçage de gâchette.
P_G : puissance moyenne de gâchette.
r_T : résistance apparente à l'état passant.
t_{gt} : temps d'amorçage par la gâchette.
t_q : temps de désamorçage par commutation du circuit.

DIODES A SEMICONDUCTEURS

Principe du thyristor

La courbe caractéristique permet de définir quatre régions :

I. région à forte impédance, blocage de la jonction centrale polarisee en inverse;

II. en augmentant la tension directe on atteint la tension d'avalanche de la jonction centrale, c'est la tension de retournement;

III. région à caractéristique négative de très courte durée, non observable.

IV. région à faible impédance, conduction directe.
Si on applique sur la gâchette un courant de commande, on déplace vers la gauche la tension de retournement ($V_{(BO)}$).

L'amorçage d'un thyristor peut s'obtenir :

— par l'application d'une tension (V_{BO}) aux bornes,
— par un faible courant de gâchette I_{GT}, continu, alternatif ou par impulsions. L'amorçage par impulsions de plus de 6 µs est le plus précis. Le temps d'établissement du courant après l'amorçage est d'environ 3 µs.

Le désamorçage est obtenu :

— en inversant la tension aux bornes (alternatif),
— en diminuant le courant direct au-dessous du courant de maintien I_H pendant plus de 15 µs.

Différents modèles

Thyristors normaux

— **Petite puissance :** 1,6 à 10 A_{eff} - 50 à 600 V_M : I_{GT} : 2,5 à 40 mA - tq : 60 µs.
— **Puissance moyenne :** 16 à 63 A_{eff} - 50 à 1200 V_M : I_{GT} : 80 à 150 mA - tq : 50 à 125 µs.
— **Puissance :** 80 à 360 A_{eff} - 100 à 1200 V_M - I_{GT} : 50 à 200 mA - tq : 100 µs.
— **Grande puissance :** 390 à 1500 A_{eff} - 100 à 2000 V_M - I_{GT} : 200 mA - tq : 100 à 300 µs.

Pour tous ces modèles : V_{GT} : 3 V - *dv/dt* : 200 V/µs - *di/dt* : 100 à 200 A/µs.

Thyristors rapides

La zone *n* est dopée à l'or ou au platine, ou bombardée par des électrons sous 3 MeV : 5 à 63 A_{eff} - 50 à 1200 V_M - I_{GT} : 40 à 200 mA - tq : 10 à 30 µs.

Thyristors rapides de puissance

Un thyristor de commande très sensible amorce le thyristor de puissance : 100 à 1000 A_{eff} - 100 à 2200 V_M - I_{GT} : 200 mA - tq : 7 à 30 µs - *di/dt* : 800 à 1000 A/µs.

Thyristors blocables ou G.T.O. (gate turn-off switch)

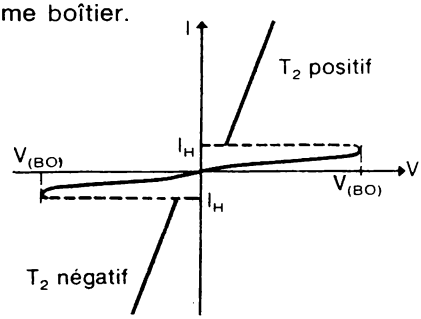
C'est un thyristor rapide dans lequel une impulsion positive sur la gâchette le met en conduction et une impulsion négative le bloque. Ce modèle est en plein développement; actuellement : 2 à 25 A_{eff} - 600 à 1500 V_M - I_{GT} : 200 mA - V_{GT} positive : 1,5 V - V_{GT} négative : — 5 à — 10 V - tq : 0,2 à 1 µs - *dv/dt* : 1000 à 10000 V/µs.
Les thyristors doivent être montés sur un refroidisseur de surface suffisante.

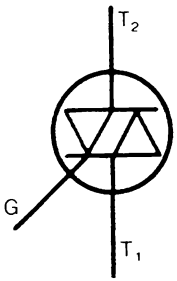
Utilisations

Redresseur commandé en alimentation de puissance, interrupteur, relais, balayage télévision.

TRIAC

Deux thyristors opposés, commandés par une seule gâchette et montés dans un même boîtier.



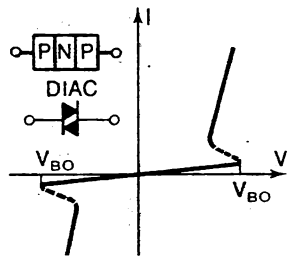


Il offre la possibilité de conduction bidirectionnelle par une gâchette unique.
Il est autoprotégé contre les surtensions transitoires.
Dans les modes I et III (figure) l'impulsion de gâchette est du même sens que le courant principal, positive lorsque T_2 est positif et négative lorsque T_2 est négatif. Le déclencheur est économique à R.C. et diac.
Les dispositifs industriels asservis à haute performance utilisent les modes II et III dans lesquels l'impulsion de gâchette est toujours négative.

Principaux modèles : 4 à 55 A_{eff} - 400 à 1400 V_M - V_{GT} : 1,5 V à 3 V - I_{GT} : 35 à 200 mA - *dv/dt* : 50 à 200 V/µs.

DIAC

Diode double à trois couches *p - n - p*, sa caractéristique est symétrique. Il est commuté de l'état bloqué à l'état passant par dépassement de sa tension de claquage positive ou négative. Il fournit les impulsions de déblocage à la gâchette du TRIAC.

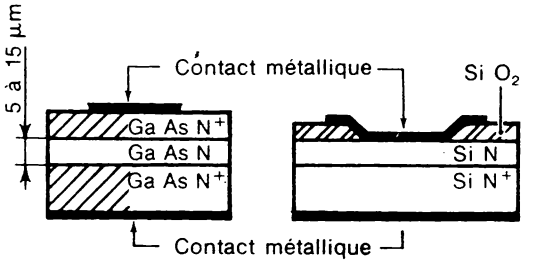


Normes
N.F.C. 86810 - 86811 - 96822.

3.6 - DIODES A EFFET GUNN

« **Effet Gunn** » : apparition d'oscillations hyperfréquence de courant dans un semiconducteur soumis à un champ électrique très élevé (3 kV/cm).
Modèles à l'arséniure de gallium montés en boîtiers hyperfréquence entre 5 et 17 GHz et fixés dans des cavités. Remplacent les klystrons reflex de faible puissance pour la réalisation d'oscillateurs. Ps : 15 à 300 mW sous 9 à 11 V.

Utilisations : télémesures, liaisons multivoies, détection de vitesse et de sens, mini-radar industriel et de trafic, mini-radar détecteur d'intrus pour la protection des habitations.



Diode à effet Gunn. *Diode Schottky.*

3.7 - DIODES SCHOTTKY

Une diode Schottky est constituée par un contact Si *n*-métal qui est considéré comme une jonction abrupte. Il n'y a pas de jonction *p* - *n* classique. Dans cette structure le courant qui traverse est constitué de porteurs majoritaires dont la durée de vie est beaucoup plus courte que celle des porteurs minoritaires d'une jonction *p* - *n*. Par conséquent, le temps de recouvrement est pratiquement nul, ainsi que la chute de tension directe. Par contre, la tension inverse est faible et dépend de la largeur de la bande interdite du métal. On utilise le chrome : 0,55 à 0,65 eV et le nickel-platine : 0,65 à 0,75 eV. On ne peut dépasser V_{RM} : 20 à 30 V.

Utilisations

— **Redresseur de puissance** pour alimentation à découpage pour circuits intégrés : tension 5 V, sous plusieurs ampères, avec une fréquence de découpage entre 20 et 50 kHz.
Modèles : V_{RM} : 20 à 30 V - I_{FM} : 1 à 75 A, en boîtiers métalliques sur refroidisseur.
— **Détection des courants faibles en H.F. et commutation rapide** remplacent les diodes dopées à l'or avec succès.
Boîtier verre miniature : V_{RM} : 10 à 20 V - I_{FM} : 100 à 200 mA.
Chute de tension directe : $V_f = 0{,}4$ V - temps de commutation t_{rr} : 10 ns - capacité C_D : 6 à 24 pF.

— Hyperfréquence
Diodes Schottky au silicium : jusqu'à 18 GHz.
Diodes Schottky à l'arséniure de gallium : jusqu'à 40 GHz.

Applications :

- mélange à très faible bruit et à seuil moyen;
- détection à haute sensibilité et à haut niveau;
- limiteurs, discriminateurs, modulateurs en numérique et en analogique.

3.8 - DIODES IMPATT (impact avalanche transit time)

Deux effets : multiplication en avalanche des porteurs de charge et accélération de leur vitesse de propagation dans la zone de charge d'espace de la jonction *p* - *n* sous polarisation inverse. On obtient une composante réelle négative de l'impédance H.F. qui est utilisée en amplification hyperfréquence. Elles peuvent remplacer les tubes à ondes progressives jusqu'à 7 GHz.

I. 1

TRANSISTORS

1. PRINCIPE

Un transistor est formé de deux jonctions opposées placées en série. On peut donc obtenir deux types de transistors en additionnant une jonction *p* - *n* à une jonction *n* - *p*; ou l'inverse.
On a, soit un transistor *p* - *n* - *p*, soit un transistor *n* - *p* - *n*.
Pour que l'effet transistor se manifeste, il faut que l'ensemble soit constitué par le même monocristal et que la partie centrale, la **base,** soit très mince.
Les deux extrémités sont appelées respectivement **émetteur** et **collecteur.**
Un transistor possède trois électrodes, en amplification il y a donc obligatoirement une électrode commune à l'entrée et à la sortie dans le quadripôle. Chacune des trois électrodes peut être commune aux circuits d'entrée et de sortie. Le comportement du transistor est alors très différent.

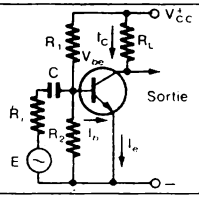
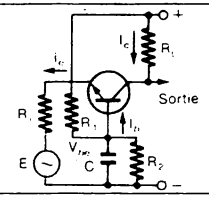
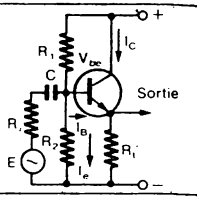
Principes d'utilisation des transistors

Un transistor peut être utilisé, en amplification linéaire constamment saturé, ou en commutation à ce moment il est alternativement saturé et bloqué.
Le courant collecteur (I_C) est toujours pratiquement égal à son courant émetteur (I_E), le courant de base étant très faible (I_B).
Le courant collecteur ne peut prendre naissance qu'à condition de fournir à sa base un courant supérieur à I_C/β (gain en courant du transistor) :

$$I_B \cdot \beta \geqslant I_C.$$

La somme algébrique des courants $I_C + I_B + I_E$ est toujours nulle.
Dans un transistor qui n'est pas bloqué, la d.d.p. base-émetteur est toujours très faible; elle varie peu avec I_B.
La jonction base-émetteur doit toujours être polarisée dans le sens passant.
Le courant collecteur I_C dépend peu de la tension collecteur-émetteur, dans les montages émetteur commun et base commune.
En fonctionnement en saturation (I_C ayant une valeur plus faible que celle qu'il aurait pour V_{CE} normale) on peut considérer que le collecteur et l'émetteur sont pratiquement en court-circuit et que la base est reliée à ces deux électrodes par une résistance faible.
En montage émetteur commun, si on place une impédance Z entre l'émetteur et la masse, l'impédance d'entrée du montage augmente de βZ.
Donc pour un transistor *n* - *p* - *n* : le collecteur est polarisé positivement; la base légèrement plus positive que l'émetteur qui est relié au pôle négatif.
Dans un transistor *p* - *n* - *p* : le collecteur est négatif, la base est légèrement plus négative que l'émetteur qui est positif.
La mobilité des lacunes étant plus faible que celle des électrons un transistor *p* - *n* - *p* présente des caractéristiques moins poussées que celles d'un transistor *n* - *p* - *n* de même technologie (tension maximale collecteur base et gain en courant).

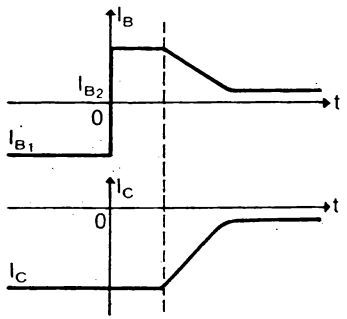
Les trois montages fondamentaux d'un transistor

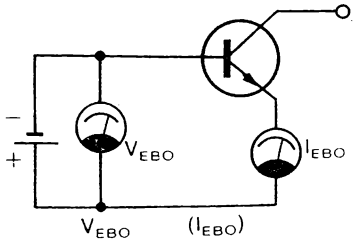
Montage	Émetteur commun	Base commune	Collecteur commun
Schémas			
Impédance d'entrée : Z_1 en dynamique	moyenne : $Z_{1e} = \Delta V_b / \Delta I_b$ Z_1 diminue lorsque R_L augmente	basse : $Z_{1b} = \frac{Z_{1e}}{hfe} = \frac{\Delta V_c}{\Delta I_c}$ Z_1 augmente avec P_-	élevée : $Z_{1c} = hfe \cdot R_L = \frac{\Delta V_b}{\Delta I_b}$ Z_1 augmente avec R_L
Impédance de sortie : Z_2 en dynamique	élevée : $Z_{2e} = \Delta V_e / \Delta I_c$ diminue lorsque Z_1 augmente	très élevée : $Z_{2b} = Z_{2e} \cdot hf_e = \frac{\Delta V_e}{\Delta I_e}$ Z_2 augmente avec Z_1	basse : $Z_{2c} = \frac{Z_{1e} + Ri}{hfe} = \frac{\Delta V_e}{\Delta I_e}$ Z_2 augmente avec Z_1
Gain en courant transistors petits signaux	élevé : $hfe = \frac{\Delta I_e}{\Delta I_b} = \beta$ inv. prop. à R_L	<1 : $hfb = \frac{hfe}{hfe+1} = \frac{\Delta I_c}{\Delta I_e} = \alpha$ inv. prop. à R_L	élevé : $Y = hfe + 1 = \frac{\Delta I_c}{\Delta I_b}$ inv. prop. à R_L
Gain en tension	élevé : proportionnel à R_L	élevé : proportionnel à R_L	<1
Gain en puissance	très élevé : G_p max lorsque $R_L = Z_2$	élevé : G_p max lorsque $R_L = Z_2$	moyen
Fréquence de coupure	basse fh_{fe}	élevée : $fh_{fb} = hfe \cdot fh_{fe}$	basse $\approx fh_{fe}$
Phase de la tension de sortie par rapport à celle d'entrée	opposition	en phase	en phase
Utilisation	universelle	—en très haute fréquence —pour attaquer une impédance élevée	pour attaquer une impédance faible

2. Symboles et paramètres

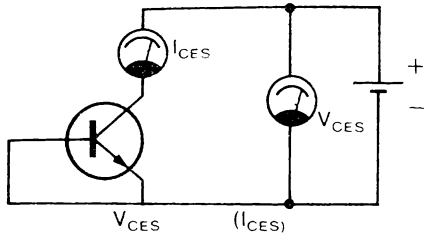
(Mêmes règles que pour les diodes.)

V_{CB} : tension continue collecteur-base.
V_{CE} : tension continue collecteur-émetteur.
V_{EB} : tension continue émetteur-base.
V_{BE} : tension continue base-émetteur.
V_{CBO} : tension continue collecteur-base avec $I_E = 0$ et I_C spécifié.
V_{EBO} : tension continue émetteur-base avec $I_C = 0$ et I_E spécifié.
V_{CEO} : tension continue collecteur-émetteur avec $I_B = 0$ et I_C spécifié.
V_{CER} : tension continue collecteur-émetteur avec R_{BE} et I_C spécifiés.
V_{CES} : tension continue collecteur-émetteur avec $V_{BE} = 0$ et I_C spécifié.
V_{CEX} : tension continue collecteur-émetteur avec $V_{BE} = X$ (blocage) et I_C spécifié.
$V_{(BR)\,CBO}$: tension de claquage collecteur-base avec $I_E = 0$ et $I_C =$ spécifié.
$V_{CE\,sat}$: tension de saturation collecteur-émetteur avec $I_B =$ spécifié et I_C spécifié.
$V_{BE\,sat}$: tension base-émetteur en saturation avec I_B et I_C spécifiés.
I_B : courant continu de base.
I_{B_1} : courant de base en saturation.
I_{B_2} : courant de base en désaturation.
I_C : courant continu de collecteur.
I_E : courant continu d'émetteur.
I_{CBO} : courant résiduel du collecteur polarisé en inverse avec $I_E = 0$ et V_{CB} spécifié.
I_{EBO} : courant résiduel de l'émetteur polarisé en inverse avec $I_C = 0$ et V_{EB} spécifié.
I_{CEO} : courant résiduel du collecteur polarisé en inverse avec $I_B = 0$ et V_{CE} spécifié.
I_{CER} : courant résiduel du collecteur polarisé en inverse avec R_{BE} et V_{CE} spécifiés.
I_{CES} : courant résiduel du collecteur polarisé en inverse avec $V_{BE} = 0$ et V_{CE} spécifié.

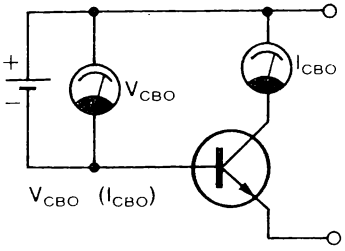




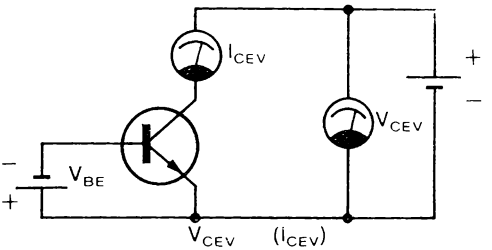
Tension inverse émetteur-base et courant émetteur-base au cutoff avec le collecteur ouvert : $I_C = 0$.



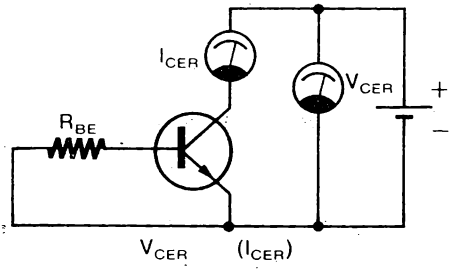
Tension inverse collecteur-émetteur et courant collecteur-émetteur au cutoff avec court-circuit émetteur-base : $V_{BE} = 0$.



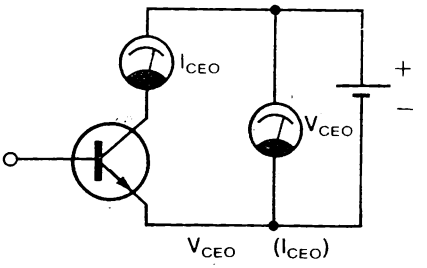
Tension inverse collecteur-base et courant collecteur-base au cutoff avec l'émetteur ouvert : $I_E = 0$.



Tension inverse collecteur-émetteur ou courant collecteur-émetteur au cutoff, avec tension inverse entre base et émetteur.



Tension inverse collecteur-émetteur et courant collecteur-émetteur au cutoff avec une résistance entre la base et l'émetteur. La valeur maximale de cette résistance est donnée dans les caractéristiques. La tension inverse V_{CEO} est donnée pour la valeur maximale de R_{BE}.



Tension inverse collecteur-émetteur et courant collecteur-émetteur au cutoff avec la base ouverte : $I_B = 0$.

I_{CEX} : courant résiduel de collecteur polarisé en inverse avec $V_{BE} = X$ (blocage) et V_{CE} spécifié.

I_{BEX} : courant résiduel de la base polarisée en inverse avec $V_{BE} = X$ et V_{CE} spécifié.

Paramètres statiques (définis pour des conditions de polarisation)

h_{21E} : valeur statique du rapport de transfert direct du courant :

$$h_{21E} = \frac{I_C}{I_B} = \frac{I_E}{I_B} - 1 \quad \text{avec} \quad V_{CE} \text{ constant.}$$

h_{11E} : valeur statique de la résistance d'entrée :

$$h_{11E} = \frac{V_{BE}}{I_B} \quad \text{avec} \quad V_{CE} \text{ constant.}$$

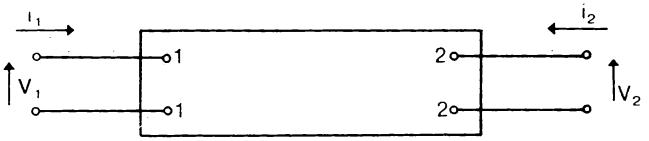
h_{21EL} : rapport de transfert intrinsèque direct du courant pour des grands signaux, sortie en court-circuit :

$$h_{21EL} = \frac{I_C - I_{CBO}}{I_B + I_{CBO}} \quad \text{avec} \quad V_{CE} \text{ constant.}$$

h_{21Esat} : rapport des courants transitoires en régime de saturation d'un transistor de commutation :

$$h_{21Esat} = \frac{+\Delta I_C \text{ demandé}}{I_{B\,min} \text{ de saturation}}.$$

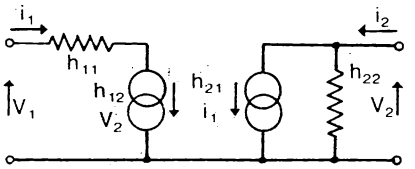
Paramètres en h et y du transistor considéré comme un quadripole



On précise la borne commune en ajoutant l'indice correspondant, exemple : h_{21e}.
v_1 et i_1 désignent la tension et le courant d'entrée.
v_2 et i_2 désignent la tension et le courant de sortie.

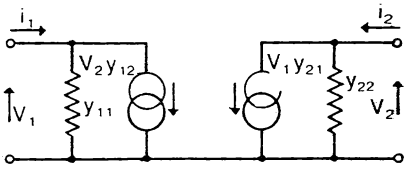
Définition des paramètres en h.

$v_1 = h_{11}\, i_1 + h_{12}\, v_2$
$i_2 = h_{21}\, i_1 + h_{22}\, v_2$.



Paramètres en y.

$i_1 = y_{11}\, v_1 + y_{12}\, v_2$
$i_2 = y_{21}\, v_1 + y_{22}\, v_2$.



Paramètres dynamiques pour signaux de faible amplitude

h_{11e} h_{11b} : impédance d'entrée sortie en court-circuit : *e* en émetteur commun, *b* en base commune :

$$h_{11e}=\left(\frac{v_{be}}{i_b}\right) \text{ avec } V_{CE} \text{ constant} \quad h_{11e}=\frac{1}{y_{11e}}$$

$$h_{11b}=\left(\frac{v_{eb}}{i_e}\right) \text{ avec } V_{CB} \text{ constant} \quad h_{11b}=\frac{1}{y_{11e}}$$

h_{12e} h_{12b} : rapport de transfert inverse de la tension entrée en circuit ouvert, *e* en émetteur commun, *b* en base commune :

$$h_{12e}=\left(\frac{v_{be}}{v_{ce}}\right) \text{ avec } I_B \text{ constant} \quad h_{12e}=-\frac{y_{12e}}{y_{11e}}$$

$$h_{12b}=\left(\frac{v_{eb}}{v_{ib}}\right) \text{ avec } I_E \text{ constant} \quad h_{12b}=-\frac{y_{12b}}{y_{11b}}.$$

h_{21e} h_{21b} : rapport de transfert direct du courant sortie en court-circuit *e* en émetteur commun, *b* en base commune :

$$h_{21e}=\left(\frac{i_c}{i_b}\right) \text{ avec } V_{CE} \text{ constant} \quad h_{21e}=\frac{y_{21c}}{y_{11e}}$$

$$h_{21b}=\left(\frac{i_c}{i_e}\right) \text{ avec } V_{CB} \text{ constant} \quad h_{21b}=\frac{y_{21b}}{y_{11b}}.$$

h_{22e} h_{22b} : admittance de sortie, entrée en circuit ouvert, *e* en émetteur commun, *b* en base commune :

$$h_{22e}=\left(\frac{i_c}{V_{ce}}\right) \text{ avec } I_B \text{ constant} \quad h_{22b}=\left(\frac{i_c}{V_{cb}}\right) \text{ avec } I_E \text{ constant.}$$

$R_{e(h11e)}=r_{11e}$: partie réelle de l'impédance d'entrée, sortie en court-circuit, *e* en émetteur commun, *b* en base commune.

$R_{e(h11b)}=r_{11b}$: $h_{11e}=R_{e(h11e)}+I_{m(h11e)}$ $\quad h_{11b}=R_{e(h11b)}+I_{m(h11b)}$.

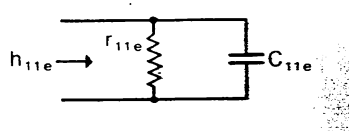
$i_{m(h11e)}$ $I_{m(h11b)}$: partie imaginaire de l'impédance d'entrée, sortie en court-circuit, *e* en émetteur commun, *b* en base commune :

$$I_{m(h11e)}=\frac{1}{j\omega C_{11e}}.$$

C_{11e} C_{11b} : capacité d'entrée, sortie en court-circuit, *e* en émetteur commun, *b* en base commune :

$$h_{11e}=r_{11e}+\frac{1}{j\omega C_{11e}}$$

$$h_{11b}=r_{11b}+\frac{1}{j\omega C_{11b}}$$



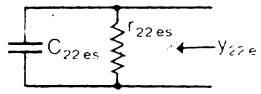
C_{22e} C_{22b} : capacité de sortie, entrée en circuit ouvert, *e* en émetteur commun, *b* en base commune :

$$h_{22e} = R_{e(h22e)} + j\omega C_{22e} \quad h_{22b} = R_{e(h22b)} - j\omega C_{22b}.$$

C_{22es} C_{22bs} : capacité de sortie, entrée en court-circuit, *e* en émetteur commun, *b* en base commune :

$$y_{22e} = \frac{1}{r_{22es}} + j\omega C_{22es}$$

$$y_{22b} = \frac{1}{r_{22bs}} + j\omega C_{22bs}$$



y_{11e} y_{11b} : admittance d'entrée, sortie en court-circuit, *e* en émetteur commun, *b* en base commune :

$$y_{11e} = \left(\frac{i_b}{V_{be}}\right) \text{ avec } V_{CE} \text{ constant } \quad y_{11e} = \frac{1}{h_{11e}}$$

$$y_{11b} = \left(\frac{i_e}{V_{eb}}\right) \text{ avec } V_{CB} \text{ constant } \quad y_{11b} = \frac{1}{h_{11b}}.$$

y_{12e} y_{12b} : admittance de transfert inverse, entrée en court-circuit, *e* en émetteur commun, *b* en base commune :

$$y_{12e} = \left(\frac{i_b}{v_{ce}}\right) \text{ avec } V_{BE} \text{ constant } \quad y_{12e} = -\frac{h_{12e}}{h_{11e}}$$

$$y_{12b} = \left(\frac{i_e}{v_{eb}}\right) \text{ avec } V_{EB} \text{ constant } \quad y_{12b} = -\frac{h_{12b}}{h_{11b}}.$$

y_{21e} y_{21b} : admittance de transfert direct, sortie en court-circuit, *e* en émetteur commun, *b* en base commune :

$$y_{21e} = \left(\frac{i_e}{v_{be}}\right) \text{ avec } V_{CE} \text{ constant } \quad y_{21e} = \frac{h_{21e}}{h_{11e}}$$

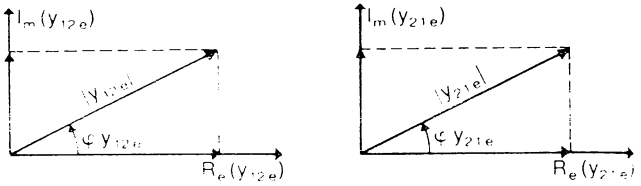
$$y_{21b} = \left(\frac{i_e}{v_{eb}}\right) \text{ avec } V_{CB} \text{ constant } \quad y_{21b} = \frac{h_{21b}}{h_{11e}}.$$

y_{22e} y_{22b} : admittance de sortie, entrée en court-circuit, *e* en émetteur commun, *b* en base commune :

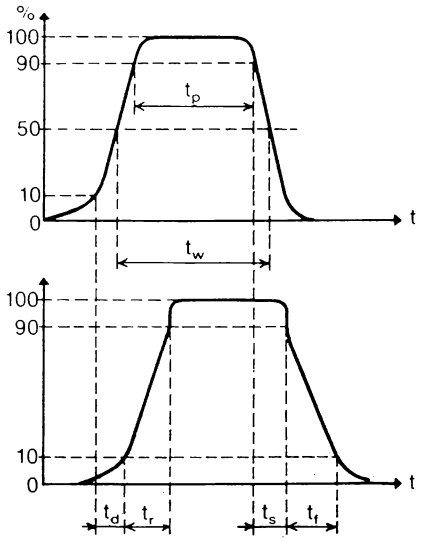
$$y_{22e} = \left(\frac{i_e}{V_{ce}}\right) \text{ avec } V_{BE} \text{ constant, } \quad y_{22e} = \frac{\Delta y}{h_{11e}} \Delta y = \frac{h_{22}}{h_{11}}$$

$$y_{22b} = \left(\frac{i_e}{v_{eb}}\right) \text{ avec } V_{EB} \text{ constant, } \quad y_{22b} = \frac{\Delta y}{h_{11b}}.$$

$|y_{12e}|$: module de l'admittance de transfert inverse, entrée en court-circuit, *e* en émetteur commun, *b* en base commune.
$|y_{12b}|$
φy_{12e} : phase de l'admittance de transfert inverse, entrée en court-circuit, *e* en émetteur commun, *b* en base commune.
φy_{12b}



$|y_{21e}|$: module de l'admittance de transfert direct, sortie en court-circuit, *e* émetteur commun, *b* en base commune.
$|y_{21b}|$
φy_{21e} : phase de l'admittance de transfert direct, sortie en court-circuit, e émetteur commun, *b* base commune.
φy_{21b}



Caractéristiques de commutation

t_d : retard à la croissance, temps de réponse.
t_r : temps de croissance d'une impulsion.
$t_d + t_r$: temps total d'établissement.
$= ton$
t_s : retard à la décroissance, temps d'accumulation des porteurs.
t_f : temps de décroissance d'une impulsion.

$t_s + t_f = toff$: temps total de coupure.

t_w : durée moyenne d'une impulsion.

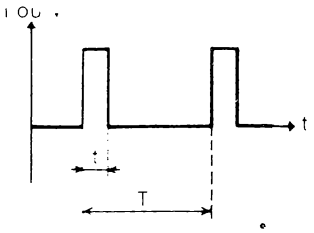
t_p durée d'une impulsion.

δ : facteur d'utilisation taux de remplissage $\delta = \frac{t}{T}$.

t_c : temps unité de croissance temps de retard collecteur :

$$t_c = \frac{Q_{EB} \text{ injecté}}{+\Delta I_c \text{ résultant}}$$

avec V_{CE} constant.



$t_{c\,sat}$: temps de désaturation.

$t_{c\,sat}$: $\frac{Q_{EB} \text{ à éliminer}}{I_B \text{ excédentaire}}$.

Q_{TE} : charge de la zone de transition, ou de la zone de dépression.

C_{TE} : capacité de la zone de transition, ou de la zone de dépression.

Q_s : charge recouvrée, charge stockée.

$h_{21\,Esat}$: rapport des courants transitoires en régime de saturation :

$$h_{21\,Esat} = \frac{+\Delta I_c \text{ demandé}}{I_{B\,min} \text{ de saturation}}.$$

Caractéristiques thermiques et de dissipation

t_{amb} : température ambiante.

t_{case} : température du boîtier.

t_j : température de la jonction.

t_{stg} : température de stockage.

P_c : puissance dissipée au collecteur avec t_{amb} et t_{case} spécifiées : $P_C = I_C \cdot V_{CE}$.

P_{TOT} : puissance totale d'entrée continue ou moyenne appliquée à toutes les électrodes, avec t_{amb} et t_{case} spécifiées :

$$P_{tot} = I_C \cdot V_{CE} + I_B \cdot V_{BE}.$$

R_{th} : résistance thermique entre deux points spécifiés. Exemple :

$$R_{th}(j-c) = \frac{t_j - t_{case}}{P_{tot}} \text{ en °C/W.}$$

K_t : facteur de réduction de la puissance avec la température par °C :

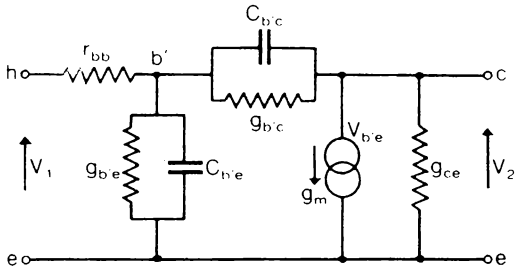
$$K_t = \frac{1}{R_{th}} \text{ en W/°C.}$$

Paramètres du schéma naturel équivalent

$r_{bb'}$: résistance de base.
$g_{be'}$: conductance base-émetteur.
$g_{bc'}$: conductance base-collecteur.
g_{ce} : conductance collecteur-émetteur.
$C_{be'}$: capacité base-émetteur.
$C_{bc'}$: capacité base-collecteur.
g_m : pente intrinsèque du transistor au point de fonctionnement :

$$g_m = i_2/v_{be'}$$

les conductances g sont les inverses des résistances correspondantes.

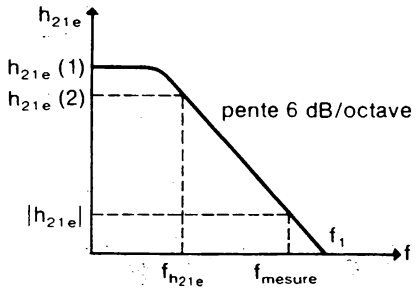


Ces paramètres sont valables pour des signaux dynamiques faibles et définis pour des conditions de polarisation spécifiées.

Paramètres liés à la fréquence

(définis pour des conditions de polarisation spécifiées)

f_{h21e} : fréquence de coupure.
f_{h21b} : *e* émetteur commun, *b* base commune.
f_1 : fréquence de rapport de transfert unité de courant.
f_T : fréquence de transition pour f spécifié.
f_{max} : fréquence maximale d'oscillation.



$$\frac{h_{21e}(2)}{h_{21e}(1)} = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

$$f_{max} = \sqrt{\frac{f_T}{8\pi \cdot r_{bb'} \cdot C_{b'c}}}$$

$f_T = |h_{21e}| \cdot f$ mesure

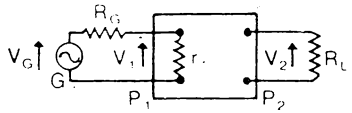
$f_1 = f$ pour $|h_{21e}| = 1$

$$f_1 = \frac{g_m}{2\pi C'_{be}}$$

Caractéristiques diverses

G_P : Gain en puissance :

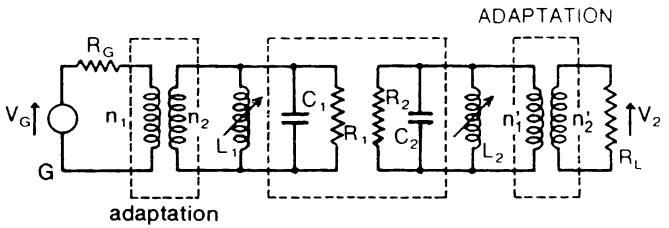
$$G_p = \frac{P_2}{P_1} = \frac{r_1}{R_L}\left(\frac{v_{2\,eff}}{V_{1\,eff}}\right)^2$$



G_{in} Gain d'insertion en puissance :

$$G_{in} = \frac{P_2}{P_0} = \left(\frac{\dfrac{v_{2\,eff}}{R_{2\,eff}}}{\dfrac{V_G}{R_G + R_L}}\right)^2$$

G_m Gain maximal en puissance.



$$\left.\begin{aligned} R_G &= R_1\left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 \\ L_1 &= \frac{1}{C_1\omega^2} \end{aligned}\right\} P_{2\,max} \left\{\begin{aligned} R_L &= R_2\left(\frac{n'_1}{n'_2}\right)^2 \\ L_2 &= \frac{1}{C_2\omega^2} \end{aligned}\right.$$

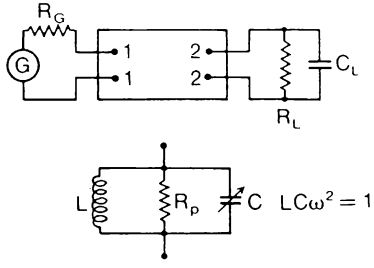
$$G_{max} = \frac{P_{2\,max}}{P_{G\,max}} = \frac{4R_G}{R_L}\left(\frac{V_{2\,eff}}{V_{G\,eff}}\right)^2$$

F : facteur de bruit.
η : efficacité du collecteur :

$$\frac{\text{P sortie}}{P_C} = \frac{\text{P utile dans la charge}}{P_{moy.}\ \text{dissipée au collecteur}}.$$

Circuit extérieur

V_{EE} : tension continue d'alimentation de l'émetteur.
V_{BB} : tension continue d'alimentation de la base.
V_{CC} : tension continue d'alimentation du collecteur.
R_E : résistance extérieure en série dans l'émetteur.
R_B : résistance extérieure en série dans la base.
R_C : résistance extérieure en série dans le collecteur.
R_{BE} : résistance extérieure reliant la base à l'émetteur.
R_G : résistance du générateur.
R_L : résistance de charge.
C_L : capacité de charge.
R_P : résistance de perte d'un circuit accordé.



Caractéristiques d'un transistor

Les fabricants publient : des caractéristiques limites, des caractéristiques d'utilisation et des courbes.
Les différentes tensions et les courants sont liés. En effet, V_{CE} dépend de I_C qui est fonction de I_B; ce dernier est défini par V_{BE} qui varie dans certaines conditions avec V_{CE}.
En ajoutant le comportement du transistor vis-à-vis de la température et de la fréquence, sans oublier la puissance fournie et le bruit de fond, on voit le nombre important de courbes publiées pour un seul transistor en régime statique. Il y a lieu de les compléter par celles obtenues en régime dynamique.
En régime statique les courbes les plus importantes sont les suivantes :

— $I_C = f(V_{CE})$ pour différentes valeurs de I_B (courbe A).
Ces courbes permettent de calculer la résistance de sortie, le gain en courant, la puissance maximale collecteur et de disposer la droite de charge de l'étage.

• *Résistance de sortie :* $R_2 = \frac{\Delta V_{CE}}{\Delta I_C}$ pour une même valeur de I_B.

• *Gain en courant* β ou $h_{21E} = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}$ pour V_{CE} constant. Il est constant quelle que soit la valeur de I_C dans la zone normale pour les transistors de faible puissance; il n'en est pas de même pour les transistors de puissance pour lesquels β diminue lorsque I_C augmente.

• *Droite de charge statique :* définie par une droite faisant avec l'axe des abscisses un angle A tel que :

$$\text{tg } A = \frac{\Delta I_C}{\Delta R_L} = \frac{1}{R_L}$$

si $R_L = 0$ la droite est perpendiculaire à l'axe V_{CE} car $\text{tg} = \frac{1}{0} = \infty$ et $A = 90°$.

Si $R_L = \infty$ la droite est confondue avec l'axe V_{CE} car $\text{tg} = \frac{1}{\infty} = 0$ et $A = 0$

Le point de repos de l'étage est situé sur la droite de charge en son milieu.

— $I_C = f(V_{CE})$ pour différentes valeurs de V_{BE} (courbe B).

Ces courbes horizontales parallèles à l'axe V_{CE} permettent d'apprécier la tension de saturation du transistor.

— $I_B = f(V_{BE})$ pour V_{CE} constant (courbe C).

Cette courbe donne la résistance d'entrée du transistor :

$$R_i = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_B}.$$

— $V_{CE\,sat} = f(I_C)$ et $V_{BE\,sat} = f(I_C)$ pour différentes températures.

— $h_{FE} = f(I_C)$ pour V_{CE} constant pour différentes températures.

— Variation des paramètres hybrides en fonction de I_C pour V_{CE} constant (courbe D).

— Variation des paramètres hybrides en fonction de V_{CE} pour I_C constant (courbe E).

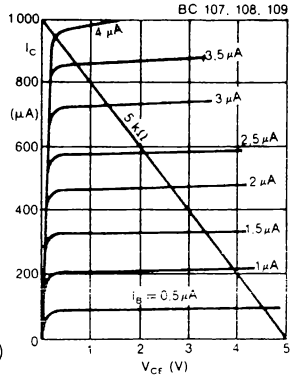
— Variation de la fréquence de transition par rapport à I_C pour plusieurs valeurs de V_{CE}.

— Capacités C_{CBO} et C_{EBO} en fonction de V_{CBO} et V_{EBO}.

— Facteur de bruit (dB) en fonction de I_C.

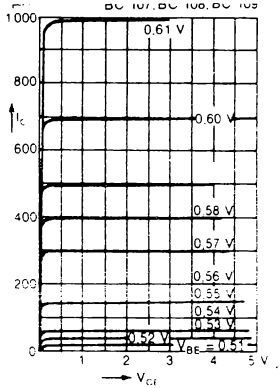
— Puissance maximale admissible en fonction de la température ambiante pour la résistance thermique jonction-fond de boîtier (Rthj-c) et pour la résistance thermique jonction-ambiance (Rthj-a) (courbe F).

Les courbes ci-après A à F se rapportent à un transistor petit signal typique.



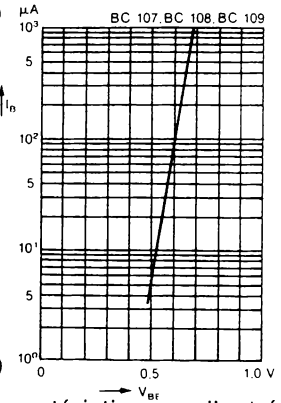
Ⓐ

Caractéristique de sortie $I_C = f(V_{CE})$ et I_B avec la courbe de la résistance de charge 5 kΩ.



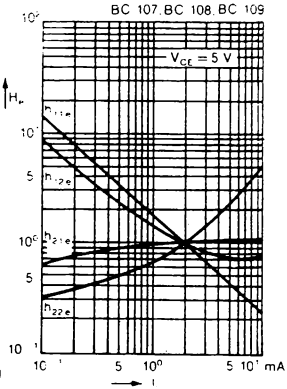
Ⓑ

Caractéristique de sortie $I_C = f(v_{ce})$ et V_{BE}.



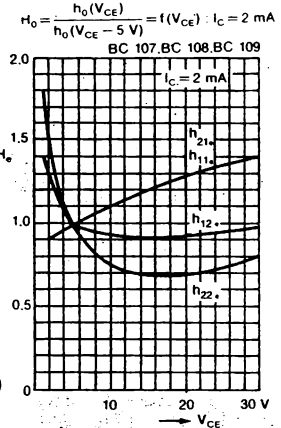
Ⓒ

Caractéristique d'entrée $I_B = f(V_{BE})$; $V_{CE} = 5$ V.



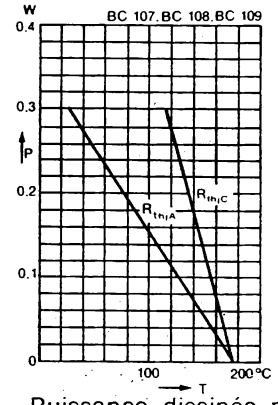
Ⓓ

Paramètres hybrides en fonction de : $I_C = 2$ mA; $V_{CE} = 5$ V.



Ⓔ

Paramètres hybrides en fonction de : $V_{CE} = 5$ V; $I_C = 2$ mA.

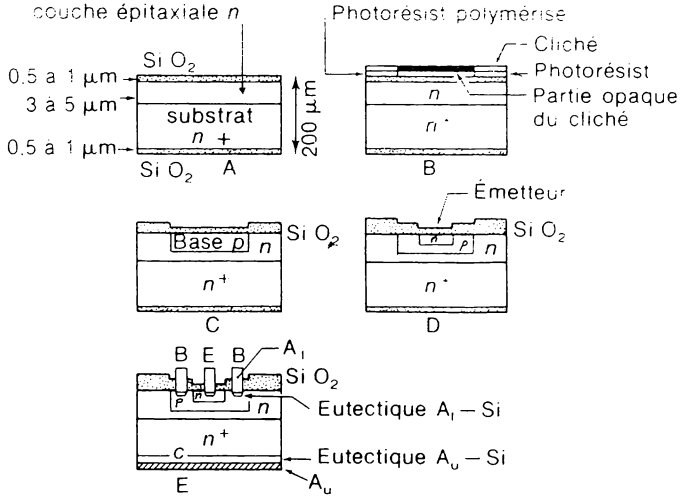


Ⓕ

Puissance dissipée maximale en fonction de la température ambiante pour la R_{thjC} et R_{thjA}.

3. DIFFÉRENTS MODÈLES

Classement par technologie et par fonction



Planar épitaxial

Technologie la plus répandue : silicium *n* - *p* - *n*. Sur le substrat n^+ on dépose une couche épitaxiale *n* de 3 à 5 µm d'épaisseur. Dans cette couche on diffuse la base *p*, puis l'émetteur *n*. Les sorties sont obtenues par un alliage aluminium-silicium. Le substrat est soudé sur le boîtier par un alliage or-silicium. Pour les modèles *p* - *n* - *p* les dopages sont inversés.

Présentations

Enrobage époxy faible puissance et forte puissance grâce à une plaquette métallique qui se visse sur le refroidisseur (TO 126 - TO 220) pour les modèles grand public et industriels.
Boîtiers métalliques pour les modèles professionnels et militaires.

Usages généraux faible puissance

p_{tot} : 50 à 800 mW, V_{CBO} : 20 à 100 V, gain h_{21E} : *n* - *p* - *n* : 100 à 900, *p* - *n* - *p* : 75 à 600, f_T : *n* - *p* - *n* : 130 à 300 MHz, *p* - *n* - *p* : 50 à 150 MHz, boîtier époxy.
Modèles : usages généraux, radio, télévision.
En boîtiers métalliques : P_{tot} : 300 à 800 mW, V_{CBO} : 45 à 150 V, mêmes autres caractéristiques : amplification petite puissance radio, télévision.

Commutation rapide faible puissance

P_{tot} : 300 mW à 1 W, V_{CBO} : 40 à 70 V, gain h_{21E} : *n - p - n* : 10 à 100, f_T : 200 à 500 MHz, boîtier métallique.

Puissance H.F., V.H.F., U.H.F.

n - p - n étudiés en fonction de leur utilisation : B.L.U. de 1,6 à 28 MHz, P_S : 15 et 30 W sous 12 V, B.L.U. de 1,6 à 28 MHz, P_S : 8 à 130 W sous 26 V ou 40 V.
Émission 25 à 175 MHz, P_S : 1 à 50 W sous 12 V, P_S : 2 à 130 W sous 28 V. Émetteurs mobiles et stations fixes : 400 à 470 MHz, P_S : 0,4 à 40 W sous 12 V ou 28 V, Télévision : bande III P_S : 10 à 14 W sous 25 V, bandes IV et V : P_S : 0,5 à 3,5 W sous 25 V. Transistors U.H.F. large bande *n - p - n* : P_S : 150 mW à 2 W, f_T : 1,1 à 1,7 GHz ou 3 à 5 GHz, boîtiers métalliques ou spéciaux U.H.F.

Transistors de puissance à simple diffusion ou à base homogène

Technologie donnant des transistors de puissance ayant une tenue exceptionnelle vis-à-vis du second claquage (destructif); recommandé pour : alimentations stabilisées, amplificateurs à haute fidélité, convertisseurs, commande de charges selfiques...
La rondelle de silicium dopée *p* est diffusée sur ses deux faces par du phosphore *n* pour former l'émetteur et le collecteur. Ils sont fabriqués surtout en *n - p - n*.
P_t : 10 à 150 W, C_{CBO} : 45 à 160 V, I_C = 1,5 à 30 A, f_T : 3 à 10 MHz, boîtiers plastiques ou métalliques.

Transistors de puissance triple diffusés

Technologie permettant d'obtenir d'excellents commutateurs rapides ayant une faible résistance de saturation.
La rondelle de silicium dopée *n* est diffusée en partie par une impureté n^+, la base *p* est diffusée dans la zone *n*, puis l'émetteur *n* est diffusé à son tour dans la zone *p*. La sortie collecteur est prise sur la zone n^+, d'où la faible résistance de saturation.
Commutation rapide : P_t : 10 à 250 W - V_{CEO} : 60 à 500 V - I_C : 1 à 50 A - gain β : 8 à 240 - f_T : 6 à 60 MHz.

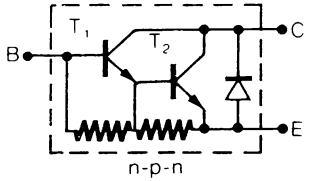
Transistors de puissance à base épitaxie ou à structure épi-base

Technologie permettant de fabriquer des transistors *n - p - n* et *p - n - p* parfaitement complémentaires ainsi que des « darlington », convenant pour les applications demandant une bonne tenue en puissance, en tension et en fréquence : alimentations stabilisées et protégées, commande de relais ou de moteurs, applications pour l'automobile, amplificateurs linéaires...

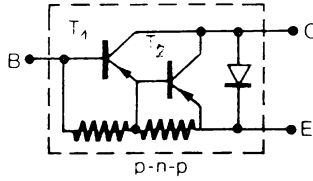
TRANSISTORS

Pour un transistor *n* - *p* - *n* la rondelle de silicium est dopée n^+ c'est le substrat. On dépose par épitaxie une couche *n*, le collecteur, puis une seconde couche épitaxiale *p* formant la base, dans laquelle on diffuse l'émetteur *n*.
Pour un transistor *p* - *n* - *p* on inverse les dopages et on réduit l'épaisseur de la base pour compenser la différence de vitesse de recombinaison des porteurs minoritaires.
On obtient pour les deux types : P_t : 20 à 300 W - V_{CEO} : 20 à 120 V - I_{CM} : 1 à 50 A. Gain β : 15 à 60 - f_T : 6 MHz.

Darlington



n-p-n



p-n-p

Sur la même pastille de silicium on diffuse : un transistor à faible puissance et à gain élevé (T_1), un transistor de puissance à gain réduit (T_2), deux résistances de polarisation et une diode de protection. On obtient un dispositif de puissance à gain élevé et protégé contre les surtensions par la diode montée en inverse, aussi bien en *n* - *p* - *n* qu'en *p* - *n* - *p* parfaitement appariés.
Ils sont montés sous boîtiers plastiques jusqu'à 60 W et sous boîtiers métalliques jusqu'à 150 W.
P_t : 40 à 150 W, V_{CBO} : 60 à 120 V, I_{CM} : 4 à 20 A, gain h_{21E} : 750 ou 1000, f_T : 7 MHz.

Transistors haute tension

Technologie planar épitaxiale modifiée pour obtenir des transistors *n* - *p* - *n* pouvant être branchés directement sur le secteur 220-380 V et servant au balayage lignes en télévision.
V_{CBO} : 500 à 1500 V, I_{CM} : 1 à 7,5 A, gain h_{21E} : 2,5 à 30, P_t : 7 à 40 W, boîtiers métalliques.

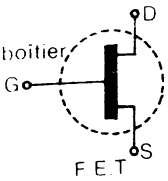
Normes. Transistors bipolaires : N.F.C. 86612 - 86613 - 86614 - 86617 - 96611 - 96621.

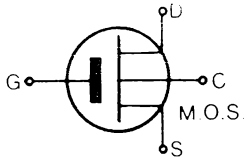
4. TRANSISTORS SPÉCIAUX

4.1 - TRANSISTOR A EFFET DE CHAMP

à jonction FET ou à grille isolée MOS.

C substrat et boitier
D drain
G grille
S source





Symboles et paramètres

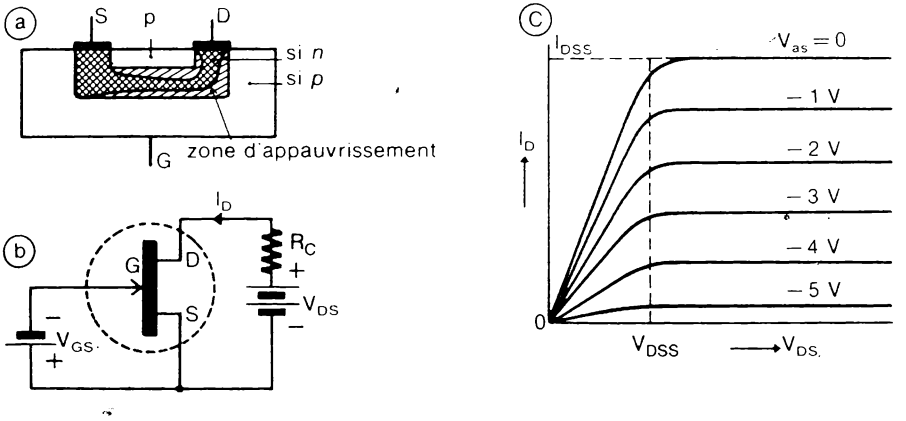
$V_{(BR)DSS}$: tension de claquage drain-source avec $V_{GS}=0$.
$V_{(BR)DSX}$: tension de claquage drain-source avec V_{GS} de blocage.
$V_{(BR)GSS}$: tension de claquage grille-source avec $V_{DS}=0$.
V_{DS} : tension drain-source.
$V_{DS\,sat}$: tension de saturation drain-source.
V_{GC} : tension grille-substrat.
V_{GD} : tension grille-drain.
V_{GS} : tension grille-source.
V_{GSX} : tension de blocage grille-source.
V_{GSY} : tension de seuil grille-source, pour un M.O.S. à enrichissement.
V_P : tension de pincement.
I_D : courant de drain.
I_{DSS} : courant de drain avec $V_{GS}=0$.
I_{DSX} : courant résiduel de drain au blocage.
I_{GDO} : courant de grille avec $I_S=0$.
I_{GSO} : courant de grille avec $I_D=0$.
C_{11SS} : capacité d'entrée, sortie en court-circuit.
C_{12SS} : capacité de transfert inverse, entrée en court-circuit.
C_{22SS} : capacité de sortie, entrée en court-circuit.
$\mu=\frac{Y_{21S}}{Y_{22S}}$: coefficient d'amplification en tension.
$r_{DS}=\frac{V_{DS}}{I_D}$: résistance de sortie drain-source.
$r_{GS}=\frac{V_{GS}}{I_D}$: résistance d'entrée grille-source.
R_{GS} : résistance extérieure entre grille et source.
Y_{11S} : admittance d'entrée, sortie en court-circuit.
Y_{12S} : admittance de transfert inverse, entrée en court-circuit.
Y_{21S} : admittance de transfert direct, sortie en court-circuit.
Y_{22S} : admittance de sortie, entrée en court-circuit.

TRANSISTORS

Transistor à effet de champ à jonction F.E.T.

Canal n

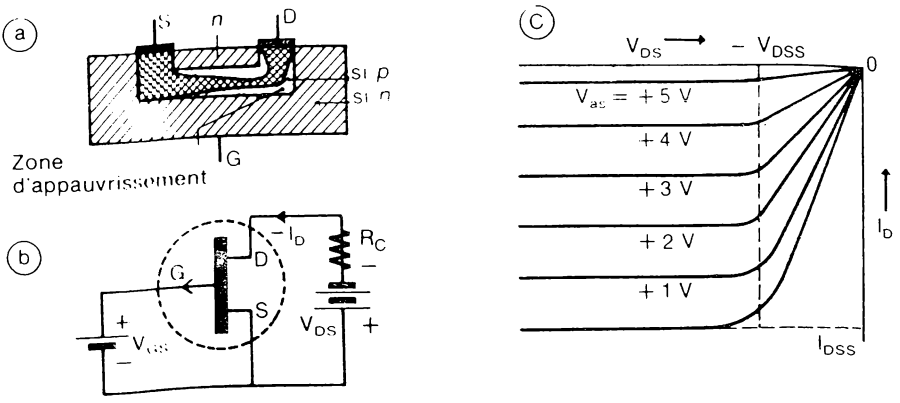
Le transistor F.E.T. est basé sur un principe physique différent de celui du transistor à jonction. Ici, le courant est véhiculé par des porteurs d'une seule polarité, c'est un dispositif **unipolaire,** par opposition au transistor à jonction qui est **bipolaire** puisqu'il met en jeu des porteurs *n* et *p*.



La figure a montre la technologie du F.E.T., un canal *n* est diffusé entre deux zones *p*.
Branché selon la figure b la jonction *p* · *n* grille-source-drain est polarisée en inverse.
Lorsqu'on applique une tension V_{DS}, entre le drain et la source, un courant I_D va prendre naissance. Il circule à travers la zone *n* entre les deux zones de transition. Ce courant croît jusqu'à une valeur I_{DSS}, à ce moment l'épaisseur des zones désertées est telle que le canal est saturé. L'augmentation de V_{DS} ne provoque aucune augmentation de I_{DS}, figure c.
Lorsque la grille est polarisée en inverse, les zones désertées sont renforcées et la saturation est obtenue pour une intensité I_{DS} plus réduite. Un F.E.T. ne peut fonctionner qu'en appauvrissement, car si la tension de grille devient positive, les jonctions *p* - *n* sont dans le sens passant et le dispositif est détruit par un courant I_G trop important.
Un F.E.T. est comparable à un tube électronique. Les électrons produits par la source aboutissent au drain, après un contrôle par la grille. Les courbes I_D/V_D sont identiques aux courbes I_A/V_A du tube pentode. Le F.E.T. présente une impédance d'entrée élevée, avec un gain important grâce à la pente de la caractéristique.
Le signal est recueilli aux bornes de la charge R_C.

Canal p

Le F.E.T. canal *p* est l'inverse du F.E.T. canal *n*; il est très peu utilisé.



Le F.E.T. est ici formé par un canal *p* entre deux zones diffusées *n* (a). Pour que la jonction *n* - *p* soit toujours polarisée à l'envers il faut inverser la tension V_{GS}. Au lieu de raisonner sur les électrons on doit exposer le fonctionnement de ce F.E.T. sur les lacunes et la tension V_{DS} est inversée.
(b) Le courant I_D est négatif, et on obtient les courbes (c) inversées.

Ce sont les lacunes qui sont repoussées par les électrons qui forment la zone d'appauvrissement. Pour $V_{GS} = 0$ au-delà de $-V_P$, le courant négatif de I_D est maximal I_{DSS}. La tension positive de grille entraîne une diminution du courant négatif I_D.

Caractéristiques des F.E.T. canal *n*.

$V_{(BR)GSS}$: -20 V - Tension de commande $V_{GS} = -1$ à $-7{,}5$ V.
V_{DS} : 25 à 30 V - Puissance maximale : 200 à 300 mW.
I_{DSS} : 0,5 à 5 mA - $I_{DS\,max}$: 3 à 20 mA.
Conductance : Y_{21s} : 1 à 7 millisiemens (mmho).

Utilisations

Amplification à faible niveau dans un circuit à haute impédance, commutation analogique.

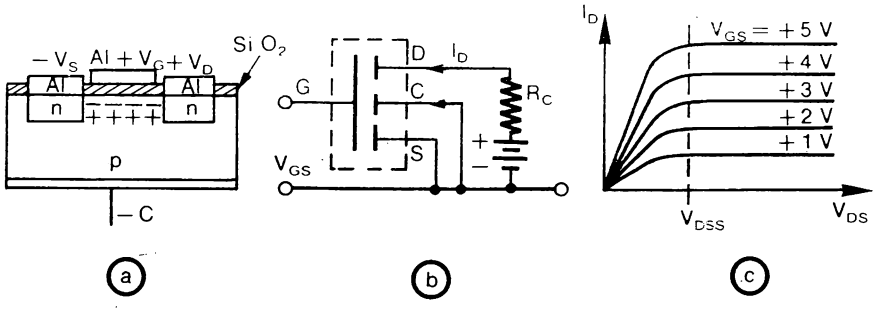
TRANSISTORS

Transistor à effet de champ à grille isolée MOS

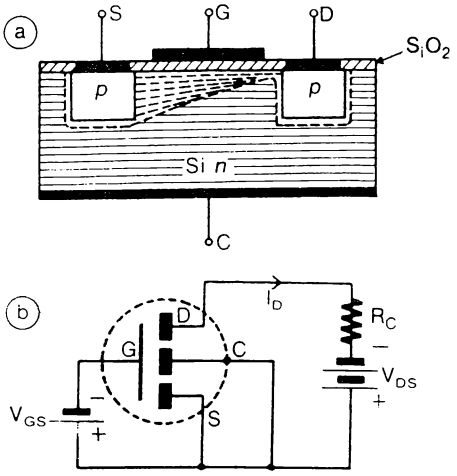
MOS canal p à enrichissement

Dans une pastille de silicium *n* on diffuse deux zones identiques *p*. La grille est déposée sur la couche de SiO_2 (a).
Le canal *p* n'est pas matérialisé, il est formé par les lacunes libres attirées vers la surface de la pastille par le champ créé par la polarisation négative de la grille. Pour $V_{GS} = 0$, le courant I_D est pratiquement nul; c'est un dispositif à enrichissement. Les polarités de branchement sont indiquées en (b); cette représentation schématique signifie que le dispositif fonctionne en enrichissement.
Le substrat est relié au pôle positif de la source, afin que les jonctions soient polarisées en inverse. Les courbes obtenues en (c) montrent l'augmentation de $-I_D$ en fonction de l'accroissement des tensions V_{GS}. Il n'y a plus de valeur I_{DSS}; I_D est limité par la tension de claquage $V_{(BR)GSS}$.
On retrouve la saturation du canal comme pour les F.E.T. La polarisation minimale, ou tension de seuil de grille dépend de la nature de la grille, du diélectrique et de la cristallographie du silicium.

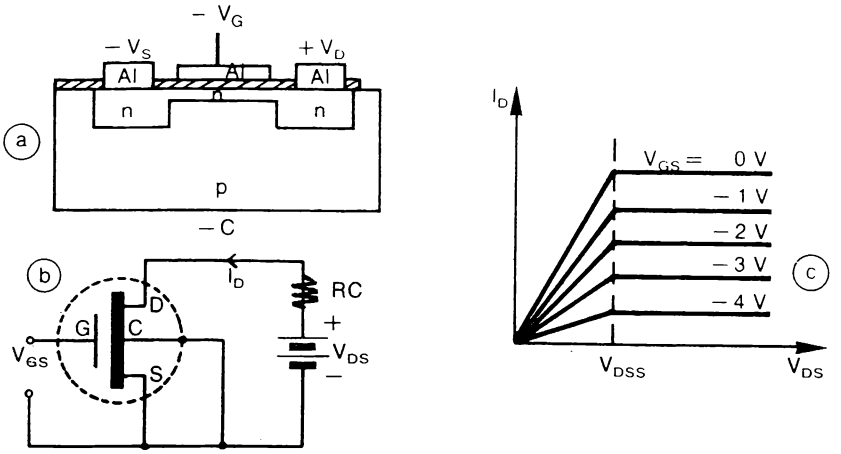
MOS canal n à enrichissement



Le dispositif est inversé par rapport au MOS *p*. Le substrat est dopé *p*, les diffusions de source et de drain sont dopées *n*. Le canal n'est pas matérialisé.
Les jonctions sont polarisées en inverse *fig.* a grâce au branchement *fig.* b et aucun courant ne circule en l'absence de polarisation de grille. Lorsque la grille est positive, les lacunes vont repousser celles de la surface su substrat et attirer les électrons minoritaires qui vont créer le canal *n*.
Plus la tension de grille est importante, plus le courant I_D se stabilise à la saturation du canal à un niveau élevé *fig.* c. La tension de seuil dépend de la technologie de fabrication.



MOS canal n à appauvrissement



Dans cette version le canal est matérialisé par une diffusion (a) lorsque la grille n'est pas polarisée le courant I_D est maximal; le dispositif se rapproche du F.E.T. Cette particularité est schématisée par une barre continue entre le drain et la source (b). En polarisant la grille négativement le champ produit repousse les électrons du canal, ce qui réduit la valeur de I_D à la saturation V_{DSS}. Plus la tension de grille négative est importante plus I_D est faible, jusqu'au blocage (c).

V_{DS} : 20 V - I_D : 50 mA - Ptot : 300 mW - Admittance : 15 mS - V_{GS} : 0,6 à 4 V.

Caractéristiques

Les MOS sont surtout utilisés dans les circuits intégrés où leurs applications sont variées et importantes.

Les avantages des MOS sur les bipolaires sont les suivants :

— impédance d'entrée très élevée, sans consommation appréciable;
— consommation plus réduite;
— en circuits intégrés les MOS sont très petits;
— tension de seuil entre 0,2 et 2 V, ou entre 2,5 et 4 V selon les technologies, en fonction des applications;
— peu sensible au bruit.

Inconvénients des MOS

• Très sensibles aux charges statiques qui peuvent percer le diélectrique de la grille de commande. Ils doivent être manipulés en prenant soin de réunir leurs électrodes à la masse et de disposer d'un fer à souder basse tension parfaitement isolé du secteur. Certains sont munis d'une diode zéner, entre grille et source qui élimine ces charges;

• ils ne sont pas très rapides.

Autres transistors MOS

Transistors D MOS

En réduisant la longueur du canal de 10 µm à 1 µm, on augmente le gain, la vitesse de commutation, la fréquence de coupure et on diminue la résistance interne, les capacités et la tension de seuil.
On les emploie dans les amplificateurs et les mélangeurs jusqu'à 1 à 2 GHz.
V_{DS} : 80 à 200 V - V_{GS} : 20 V - I_D : 0,3 à 0,5 A - Ptot : 1 W - Transductance : 200 mS.

Transistors à structure verticale V MOS et dérivés

On obtient des MOS de puissance destinés aux alimentations à découpage, aux amplificateurs B.F. et H.F., à la commutation et aux circuits analogiques. Ils présentent les avantages suivants :

• impédance d'entrée très élevée;

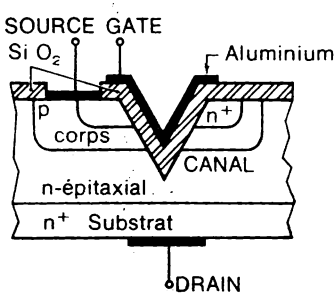
• vitesse de commutation de quelques nanosecondes;

• un gain en puissance important;

• une bonne linéarité;

• absence d'emballement thermique, grâce à son coefficient de température négatif;

• mise en parallèle sans aucune protection.



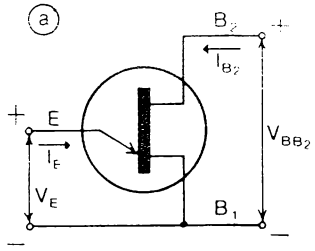
Différents modèles V MOS

V_{DS} : 30 V à 800 V - I_D : 0,5 A à 200 A.

Normes : Transistors à effet de champ : N.F.C. 86 712 - 96 711 - 96 721.

4.2 - TRANSISTORS UNI-JONCTION

Symboles et paramètres

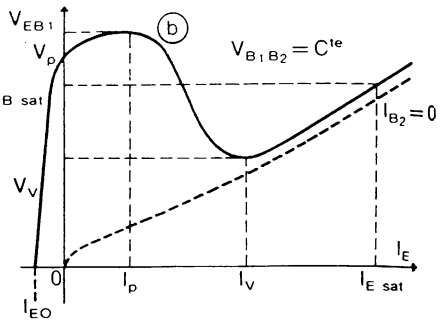


B_1 : base 1.
B_2 : base 2.
E : émetteur.
I_{B2} : courant de base 2.
I_E : courant d'émetteur.
I_{EM} : courant crête d'émetteur.
I_P : courant de pic (émetteur)
I_V : courant de vallée (émetteur).
V_{B1B2} : tension inter-base.
V_{EB1} : tension émetteur-base 1.
V_{EB1sat} : tension de saturation de l'émetteur (avec $I_E > I_V$).
V_P : tension de pic (émetteur).
V_V : tension de vallée (émetteur).
I_{EBO} : courant résiduel d'émetteur polarisé en inverse avec $I_{B2} = 0$.
r_{B1B2} : résistance inter-base avec $I_E = 0$:

$$r_{B1B2} = \frac{V_{B1B2}}{I_{B2}}.$$

V_{OB1} : tension d'impulsion crête.

η : rapport intrinsèque $\eta = \dfrac{V_P - 0{,}7\ V}{V_{B1B2}}$.



f_{max} : fréquence maximale d'oscillation.

C'est un bâtonnet de silicium dopé *n* au tirage sur le milieu duquel on réalise une jonction *p*. En le montant comme indiqué en (a), la d.d.p. entre B_2 et B_1 crée un courant I_{B2}, fonction de V_{B1B2} et de la résistance du bâtonnet. On relève une tension entre E et B_1, car le bâtonnet se comporte comme un diviseur de tension. On branche une source en entrée, un courant I_E prend naissance, car la jonction est dans le sens passant. On obtient la courbe (b); entre V_p - I_p et V_v - I_v la diode a une résistance négative d'entrée, c'est la zone d'utilisation; elle peut servir à commander des relaxateurs ou des circuits bi-stables.

Caractéristiques

Transistors unijonction silicium. base N : $V_{B1B2\,max} = 35$ V, $V_{EB1\,max} = 30$ V, $I_{EM} = 2$ A, $P_{tot} = 300$ à 450 mW, $\eta = 0{,}47$ à $0{,}82$, $R_{EB} = 4\,700$ à $9\,100\ \Omega$, $I_V = 4$ à 8 mA, $I_P = 2$ à 25 µA.

CIRCUITS INTÉGRÉS

1. PRINCIPE

Un circuit intégré groupe, soit des transistors bipolaires, soit des transistors unipolaires à effet de champ.
Les circuits intégrés bipolaires sont composés de transistors, de diodes, de résistances et de connexions diffusés sur une même pastille de silicium: ils constituent, soit une fonction linéaire, soit une fonction logique.
Les circuits intégrés unipolaires sont surtout réalisés en technologie MOS pour former principalement des circuits logiques.

1.1 - AVANTAGES DE L'INTÉGRATION

— Le prix du circuit est réduit lorsqu'il est fabriqué en grandes quantités.
— La fiabilité est excellente.
— La consommation des circuits est de plus en plus réduite.
— La fréquence de coupure est de plus en plus élevée, lorsque les dimensions des circuits diminuent.
— Les circuits deviennent de plus en plus complexes.

1.2 - INCONVÉNIENTS DE L'INTÉGRATION

— La puissance dissipée est limitée par l'échauffement du circuit, dont les dimensions sont de plus en plus réduites.
— Les capacités et les inductances ne peuvent être pratiquement intégrées.
— Les circuits intégrés ne peuvent pas être modifiés par l'utilisateur.
— Un nouveau circuit nécessite un investissement très important.
— Pour remédier à ces deux derniers inconvénients les fabricants proposent des circuits standards qui peuvent être personnalisés au moyen du dernier masque qui constitue les connexions entre les éléments. Ce masque est réalisé à la demande de l'utilisateur.

1.3 - CODIFICATION DU DEGRÉ D'INTÉGRATION (U.S.A.)

— SSI (small scale intégration) moins de 100 composants.
— MSI (medium scale intégration) de 100 à 1000.
— LSI (large scale intégration) de 1000 à 10000.
— VLSI (very large scale intégration) de 10000 à 1000000.

Actuellement la dimension minimale des électrodes et des connexions est de 2 µm. Un circuit intégré mesure entre 20 et 40 mm^2. Sur les plus grands, on intègre 200000 composants avec leurs connexions!

1.4 - CODE PRO-ÉLECTRON EUROPÉEN

Familles de circuits logiques

Le code comprend :

— Deux lettres caractérisant la famille dans les séries : FA à FZ, GA à GZ et HA à HZ.

— Une lettre donnant la fonction :
H porte logique, J séquence de contrôle statique, K monostable, L convertisseur de niveau, N séquence de contrôle dynamique, Q matrice de mémoire, R mémoire morte (ROM), S amplificateur avec sortie digitale, Y autres circuits.

— Un nombre de deux chiffres entre 10 et 99.

Circuits intégrés isolés

— Première lettre : circuits : S numériques, T analogiques, U mixtes.
— Deuxième lettre : sans signification, sauf H pour hybride.
— Troisième lettre : gamme de température : A : non spécifiée, B : 0 à +70 °C, C : −55 à +125 °C, D : −25 à +70 °C, E : −25 à +85 °C, F : −40 à +85 °C, G : −55 à +85 °C.
— Quatre chiffres attribués par pro-électron.
— Une lettre indique une modification mineure du circuit.
— Après un trait d'union, deux lettres caractérisant le boîtier :
Première lettre : forme générale.
Deuxième lettre : matériau.
Aux États-Unis chaque fabricant possède sa propre codification.

2. TECHNOLOGIE DE BASE

2.1 - OUTILLAGE

La technologie des circuits intégrés est dérivée de celle de la fabrication des transistors planars. Cependant leur extrême complication impose des procédés nouveaux nécessitant des outillages très performants :

Conception assistée par ordinateur (CAO)

Il n'est plus possible de dessiner à la main un circuit intégré moderne. C'est un ordinateur qui grâce à la bibliothèque de composants en mémoire, aide le concepteur à établir le nouveau circuit. Ensuite, il en dérive les bandes magnétiques qui permettent de fabriquer les masques des diffusions et des connexions.

Générateurs de masques

Les bandes magnétiques pilotent le générateur de masques qui sont réalisés à l'échelle 10, vérifiés, réduits à l'échelle 1 et photomultiplies, afin de couvrir toute la surface de la plaquette de silicium entre 76.2 et 125 mm de diamètre.

Photogravure ou lithographie

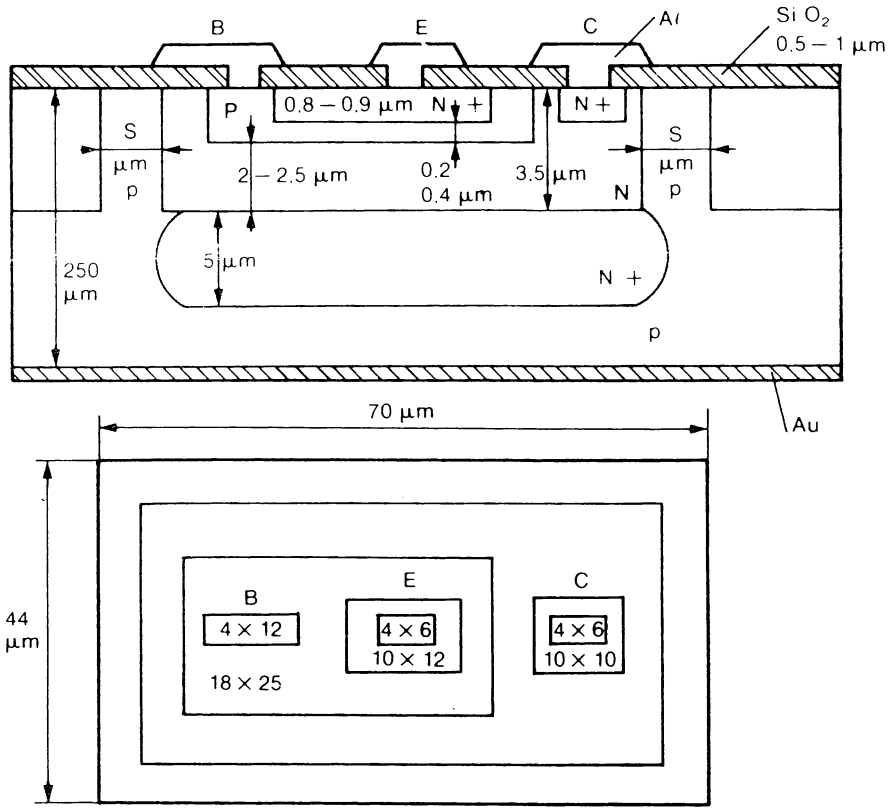
La photogravure est la méthode classique de fabrication des transistors et des circuits intégrés simples.
La lithographie est adoptée pour les circuits complexes à motifs de 2 à 3 µm. Les rayons ultra-violets de la photogravure sont remplacés par un faisceau d'électrons ou de rayons X mous dans une machine sous vide de grande précision.

Implantation ionique et plasma

L'attaque chimique du SiO_2 est remplacée par un plasma produit par une décharge gazeuse en haute fréquence pour ouvrir les zones devant être diffusées dans le silicium.
Les diffusions ne sont plus effectuées au moyen d'un gaz de l'impureté, mais grâce à une implantation ionique.
On obtient des très petites zones diffusées, précises au point de vue position, profondeur et dopage.

2.2 - CIRCUITS BIPOLAIRES

La plaquette de silicium, ou substrat, est dopée *p*. Elle est recouverte sur une face par une couche épitaxiale de silicium dopée *n*, dans laquelle on fabrique le transistor.
Il doit être placé dans un caisson, dopé *p* qui polarisé en inverse, l'isole des transistors voisins.
La figure donne les dimensions du caisson, de la couche enterrée qui diminue la résistance série de la sortie collecteur et des diffusions de la base et de l'émetteur. La surface totale sur la plaquette est de 3000 μm^2. Il ne s'agit pas d'un circuit VLSI, mais d'un transistor classique *n - p - n* admettant 1 mA de courant émetteur.
On fabrique aisément des transistors multi-émetteurs en prévoyant plusieurs diffusions émetteurs dans la base.
Par contre, il est difficile de fabriquer un transistor *p - n - p* sur le même substrat dont le dopage est *p*. C'est un transistor latéral dont les caractéristiques sont moins poussées.
Toutes les résistances d'un même circuit peuvent être diffusées dans le même caisson, car elles n'ont pas d'action les unes sur les autres. Elles sont diffusées en même temps que les bases des transistors *n - p - n*. Leurs valeurs sont comprises entre 30 Ω et 30 kΩ; au-delà la surface occupée sur la plaquette devient prohibitive.



Les diodes sont en fait des transistors dont le branchement est modifié. Les plus courantes sont du type : Émetteur-Base dont la jonction Collecteur-Base est court-circuitée.
Leur tension inverse ne dépasse pas 6 à 7 V.

Normes : N.F.C. 86 200.

2.3 - CIRCUITS UNIPOLAIRES

Ce sont surtout les MOS qui sont intégrés, ils sont utilisés dans les circuits logiques et les mémoires.
Lorsqu'un circuit intégré comprend des transistors bipolaires et des MOS, le substrat est dopé *p*, la couche épitaxiale *n*; on ne peut fabriquer que des MOS canal *p* à tension de seuil élevée (2,5 à 4 V) nécessitant une alimentation de drain importante (— 12 à — 27 V).
Lorsqu'un circuit intégré ne comporte que des MOS, le substrat est dopé *n*, la couche épitaxiale *p* et on fagrique des MOS canal *n* plus rapides et dont la tension de seuil est faible (0,8 à 2 V). La tension de drain est de + 5 V, tension standard pour les circuits intégrés logiques.

On rencontre les versions suivantes :

— **MOS canal *p* à grille aluminium à enrichissement** : vitesse de commutation lente (100 ns/porte) - tensions de drain : — 12 et — 27 V.

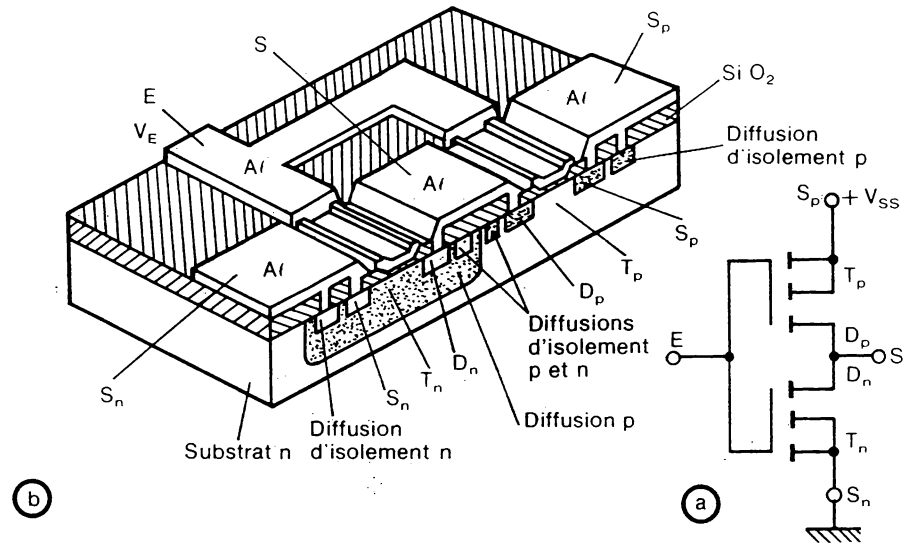
— **MOS canal *p* à grille silicium à enrichissement** : intégration plus poussée, vitesse de commutation (70 ns/porte).

— **Double MOS canal *p* à appauvrissement et à enrichissement** : pour commutation logique. L'inverseur est à enrichissement et la charge à appauvrissement : vitesse de commutation 50 ns/porte, tension de drain : 5 V, intégration poussée.

— **MOS canal *n* à grille aluminium à appauvrissement** : vitesse de commutation 30 ns/porte, alimentation + 5 V, faible dissipation, intégration poussée, compatible TTL.

— **MOS canal *n* à grille silicium à appauvrissement** : vitesse de commutation 20 ns/porte, alimentation + 5 V, faible dissipation, intégration poussée, compatible TTL.

— **MOS complémentaires CMOS.** on construit côte à côte, sur un substrat *n*, un MOS *p* à appauvrissement et un MOS *n* à enrichissement. On obtient un inverseur très intéressant (voir figure). Lorsque la tension d'entrée V_E est égale à V_{SS} (état haut) le MOS *n* est conducteur et le *p* est bloqué; la sortie est à la masse (état bas). Lorsque la tension d'entrée est à la masse (état bas) le MOS *n* est bloqué le *p* est conducteur; la sortie est à la tension V_{SS} (état haut).



Vitesse de commutation : 20 ns/porte, consommation très faible : 0,01 mW/porte, tension d'alimentation non critique entre 3 et 16 V, compatible TTL, haute immunité au bruit.

Norme : N.F.C. 86 221.

2.4 - BOITIERS ET PRÉCAUTIONS DE MONTAGE

Le choix du boîtier dépend :

— du nombre de connexions,
— de l'encombrement maximal admissible,
— de la dissipation du circuit,
— du type de matériel : civil, militaire, spatial,
— de la plage de température ambiante. On distingue :
gamme civile ou industrielle : 0 à +70 °C boîtier plastique,
gamme industrielle intermédiaire : −25 à +85 °C; boîtier en plastique spécial ou verre-céramique (CERDIP),
gamme militaire ou spatiale : −55 à +125 °C boîtier céramique.

On distingue les principales séries suivantes :

— boîtiers plastique série civile entre 8 et 42 broches,
— boîtiers Cerdip série intermédiaire entre 14 et 24 broches,
— boîtiers céramique série militaire entre 14 et 42 broches, boîtier carré 64 broches,
— boîtiers miniatures plats en céramique entre 8 et 24 broches,
— boîtiers métalliques de transistors entre 3 et 10 broches,
— boîtiers spéciaux avec refroidisseurs pour circuits intégrés de puissance. Le fabricant indique la résistance thermique du dispositif permettant de choisir le refroidisseur nécessaire,
— boîtiers miniatures pour circuits hybrides.

Montage et soudure

Soudure au fer à souder : t_{max} 265 °C, max 10 s.
Soudure à la vague ou au trempé : t_{max} 250 °C, max 5 s.

Montage des MOS

Les MOS sont très sensibles aux charges statiques qui risquent de percer l'isolant sous la grille. Prendre les précautions de montage suivantes :

— laisser les circuits dans leur emballage spécial conducteur,
— les monter sur le circuit imprimé en dernier,
— le cuivre du circuit imprimé est mis à la masse,
— le fer à souder ou le bain de soudure sont à la masse,
— les broches du circuit intégré sont à la masse,
— éviter de porter une blouse en tissu synthétique,
— le sol est revêtu d'un tapis spécial conducteur mis à la masse, ainsi que la table de travail ou la chaîne.

3. CIRCUITS BIPOLAIRES LINÉAIRES OU ANALOGIQUES

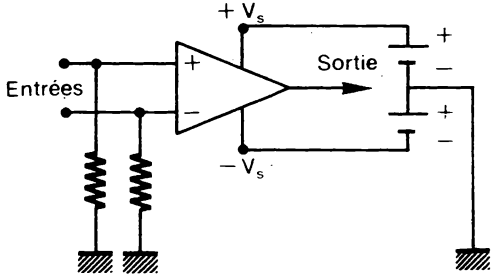
3.1 - DIFFÉRENTS MODÈLES

Ces circuits intégrés amplifient ou traitent le signal reçu sans le modifier profondément. Le signal de sortie est analogue à celui d'entrée. Il en existe un très grand nombre dans de vastes domaines :

— Amplificateurs faible niveau.
— Amplificateurs de puissance.
— Radio AM-FM.
— Télévision.
— Magnétoscopes.
— Vidéotexte, Télétexte, Antiope...
— Télécommunications.
— Électroménager.
— Automobile.
— Industrie.

3.2 - AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELS

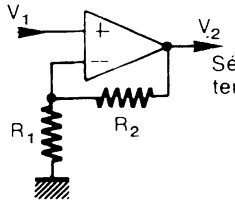
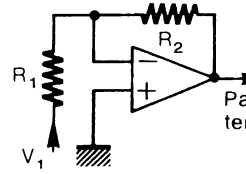
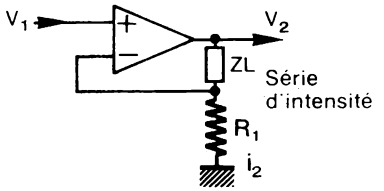
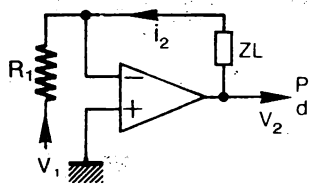
Ce sont des amplificateurs linéaires pour courant continu, à grand gain, à large bande passante et à entrée différentielle (voir figure).
Un amplificateur opérationnel reçoit en entrée une tension qui peut atteindre presque la tension d'alimentation, sous un courant inférieur au μA. Il délivre en sortie une tension qui peut atteindre presque la tension d'alimentation, sous un courant compris entre 70 et 250 mA. Une contre-réaction permet de modifier la valeur du gain, ainsi que les caractéristiques d'entrée et de sortie.
Un amplificateur opérationnel possède deux entrées et une sortie. Un signal continu appliqué sur l'entrée « + » donne en sortie un signal en phase; appliqué sur l'entrée « — » il y a inversion de phase en sortie. Devant accepter des tensions positives et négatives, il nécessite deux sources d'alimentations $+V_S$ et $-V_S$ égales par rapport à la masse.
Une tension de sortie nulle est obtenue lorsque les deux tensions appliquées aux entrées sont égales.



Un tel amplificateur est insensible au **mode commun** et sensible au **mode différentiel,** c'est-à-dire à la différence de tension entre les deux entrées.

Le gain d'un amplificateur opérationnel atteint 80 à 100 dB, grâce à une contre-réaction énergique on réduit le gain, mais on augmente la stabilité en amplitude et en fréquence. Avec une contre-réaction sélective on obtient des intégrateurs, des oscillateurs sinusoïdaux en pont de Wien, des générateurs d'impulsions, etc.
Il est possible de faire fonctionner un amplificateur opérationnel avec une seule alimentation par rapport à la masse, lorsque le signal ne transmet aucune composante continue, par exemple en B.F. On l'utilise pour la correction des graves et des aigus grâce à une contre-réaction sélective.
Un circuit intégré peut grouper, un, deux ou quatre, amplificateurs opérationnels. Ils sont stabilisés en température, protégés en cas de court-circuit et stabilisés en fréquence.

Normes : N.F.C. 96110/111.

Type de contre-réaction	Transfert	R entrée	R sortie
	$\frac{V_2}{V_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$	∞	0
	$\frac{V_2}{V_1} = \frac{-R_2}{R_1}$	R_1	0
	$\frac{i_2}{V_1} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{ZL}$	∞	∞
	$\frac{i_2}{V_1} = \frac{-1}{R_1}$	R_1	∞

Caractéristiques des entrées et de la sortie d'un amplificateur opérationnel, en fonction du type de contre-réaction adopté, en amplification linéaire.

CIRCUITS INTÉGRÉS

4. LA LOGIQUE

4.1 - DÉFINITIONS

La logique est l'art d'émettre des pensées claires; les propositions ne peuvent être que vraies ou fausses. Une variable logique binaire ne peut prendre que deux états. Un transistor ne peut être que conducteur ou bloqué, un contact électrique ne peut qu'être ouvert ou fermé.
Par convention, un état est représenté par 1 ou H (niveau haut), l'état opposé, inverse ou complémentaire est figuré par 0 ou L (niveau bas, low en anglais).
Chaque information H ou L, un digit binaire, s'appelle un « *bit* ». Un ensemble de 8 bits est un *octet*.
Les calculateurs utilisent des mots dont la longueur dépend de leur puissance.
Les nombres en code binaire sont transmis au moyen de colonnes lues de droite à gauche et représentant des puissances de 2.
Un mot de 4 bits comprend 4 colonnes permettant de transmettre les nombres de 0 à 15 en plaçant un état haut dans les colonnes correspondantes.

Exemple :

8 — 4 — 2 — 1
5 = L — H — L — H
3 = L — L — H — H
14 = H — H — H — L.

Un mot de 8 bits permet de transmettre le nombres entre 0 et 255 : 1 2 4 8 16 32 64 128.
Les calculateurs puissants utilisent des mots de 16 ou de 32 bits.

4.2 - OPÉRATIONS LOGIQUES

Il est nécessaire de pouvoir combiner les informations linéaires H ou L au moyen de circuits appelés « portes ».
On peut considérer L comme le niveau complémentaire de H. En outre, il existe la fonction ET et la fonction OU.

Portes

ET (AND) délivre en sortie un signal (H) si toutes les entrées sont portées à un état haut (H).

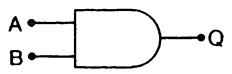


Table de vérité

A	B	Q
H	H	H
H	L	L
L	H	L
L	L	L

$Q = A \cdot B$

OU (OR) délivre en sortie un signal haut (H) si une seule entrée est portée à un état haut (H).

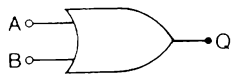
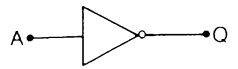


Table de vérité

A	B	Q
H	H	H
H	L	H
L	H	H
L	L	L

$Q = A + B$

NON (NOT) ou INVERSEUR produit une inversion de signal H devient L et L devient H.



$Q = \overline{A}$ (A devient non $A = \overline{A}$).

NON-ET (AND) délivre en sortie un signal bas (L) si toutes les entrées sont portées à un état haut (H).

Table de vérité

A	B	Q
H	H	L
H	L	H
L	H	H
L	L	H

$Q = \overline{A \cdot B}$

NON-OU (NOR) délivre en sortie un signal bas (L) si une seule entrée est portée à un état haut (H).

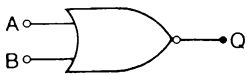
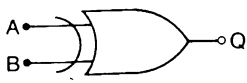


Table de vérité

A	B	Q
H	H	L
H	L	L
L	H	L
L	L	H

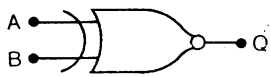
$Q = \overline{A + B}$

OU exclusif (XOR) délivre en sortie un signal haut (H) si les deux entrées sont dans un niveau différent H et L.



A	B	Q
L	H	H
H	L	H
L	L	L
H	H	L

NON-OU exclusif ou ET inclusif délivre en sortie un signal bas (L) si l'entrée A seule ou l'entrée B seule est au niveau haut (H).

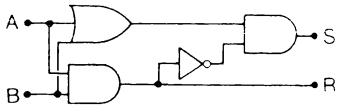


A	B	Q
L	H	H
H	L	H
L	L	L
H	H	L

CIRCUITS INTÉGRÉS

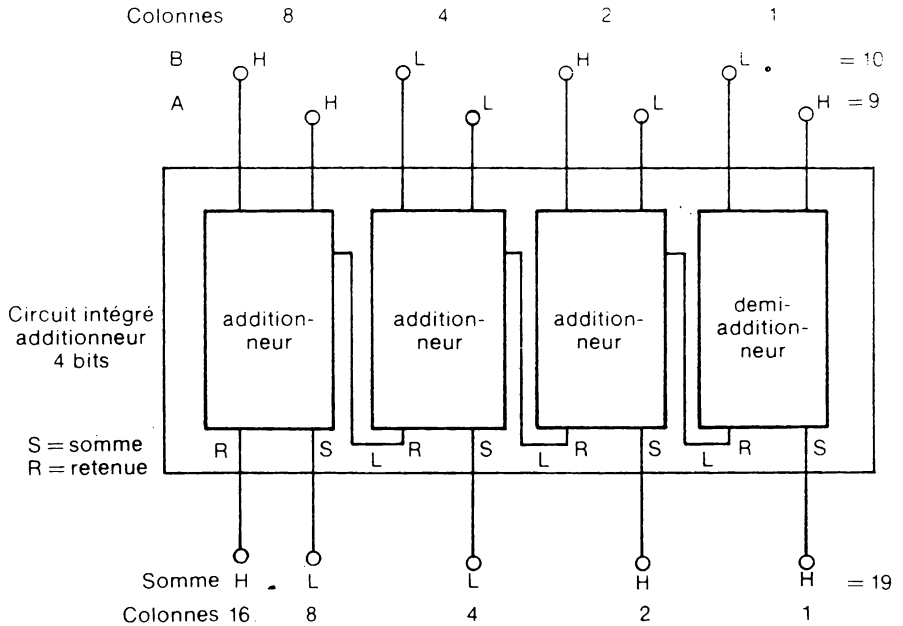
Additionneurs et demi-additionneurs

Pour faire une addition il faut prévoir un demi-additionneur pour la colonne de droite et des additionneurs pour les colonnes suivantes.



A	B	R	S
L	L	L	H
L	H	L	H
H	L	L	L
H	H	H	L

S = somme
R = retenue transmise à l'additionneur de la colonne suivante à gauche.



Première colonne : A = H, B = L, somme = H, pas de retenue = L.
Deuxième colonne : A = L, B = H, somme = H, pas de retenue = L.
Troisième colonne : A = L, B = L, somme = L, pas de retenue = L.
Quatrième colonne : A = H, B = H, somme = L, retenue = H appliquée à la cinquième colonne; résultat = 16 + 2 + 1 = 19 ou H - L - L - H - H ou 1 - 0 - 0 - 1 - 1.

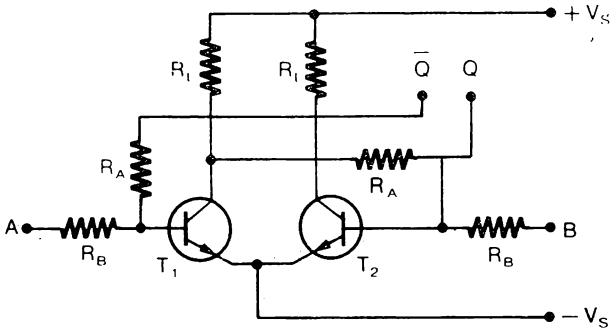
Convertisseurs logiques/analogiques et analogiques/logiques

Transcodeurs transforment l'information décimale en signal binaire pour le calcul logique. Puis, lorsque le résultat est atteint décodent le signal binaire pour le transformer en décimal.
Exemple : calculatrice : clavier 10 chiffres (0 à 9), codeur 4 bits, additionneur, décodeur et afficheur.

Bascules

Principe

Les bascules constituent des mémoires, des diviseurs binaires, des commutateurs à deux positions.
La base de chaque transistor est polarisée par le collecteur de l'autre; un transistor ne peut conduire que si l'autre est bloqué. Si A = H, la sortie Q = L si T_1 est conducteur et $\overline{Q}$ = H. Si T_1 est bloqué, A = H débloque T_1 et Q = L – $\overline{Q}$ = H.
Si B = H le schéma bascule T_2 est conducteur Q = H et $\overline{Q}$ = L. C'est un bistable.

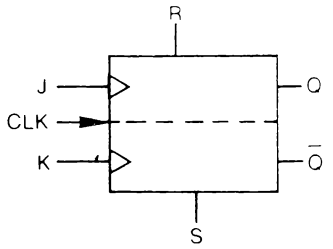


Différentes familles

Bistable R.S. : Reset on Clear correspond à la remise à zéro de Q.
Set correspond à la position de la bascule dans l'état 1 : Q = H.
Éléments de mémoire font intervenir le temps et peuvent être commandés par une horloge rythmant la succession des opérations.

Bistable D (délai) : l'entrée D est contrôlée par une horloge (CLK). La sortie Q demeure inchangée (H ou L) tant que le signal d'horloge est L. Lorsque l'horloge envoie un signal L.H.L., l'état en D est transféré en Q et y demeure jusqu'au signal d'horloge suivant.

Bistable J.K. : J et K sont les entrées, CLK l'horloge et Q la sortie.
R et S facultatifs commandent le bistable indépendemment de l'horloge.
J = L et K = L, Q est maintenu à sa position initiale.
J = H et K = H, Q change d'état à chaque impulsion d'horloge (diviseur binaire).
J = L et K = H, Q = L.
J = H et K = H, Q = L.



Bascule monostable : émet une impulsion rectangulaire en sortie lorsqu'elle reçoit en entrée une impulsion complète : L - H - L sortie Q et H - L - H sortie $\overline{Q}$.

Registre : ensemble de bascules de mémoire élémentaire pour conserver provisoirement un groupe binaire en attente de traitement.

Compteur à décade : revient à zéro après neuf impulsions d'horloge.

Normes : N.F.C. 96 200. Circuits logiques : généralités.
N.F.C. 96 211. Circuits logiques : terminologie.
N.F.C. 96 212. Circuits logiques professionnels.
N.F.C. 96 213. Circuits logiques usage général.
N.F.C. 86 212. Circuits logiques TTL Schottky.

4.3 - CARACTÉRISTIQUES

Immunité au bruit

C'est la marge de sécurité pour les deux états logiques H et L permettant de recevoir ou d'émettre une information correcte en présence de parasites ou de bruit de fond :
V_{OH} : tension de sortie (out) au niveau haut.
V_{OL} : tension de sortie au niveau bas.
V_{iH} : tension d'entrée (in) au niveau haut.
V_{iL} : tension d'entrée au niveau bas.
Immunité au bruit $= V_{OH} - (V_{iL} + V_{OL})$ en % de V_{OH}. Pour une bonne protection on doit avoir environ 50 %.

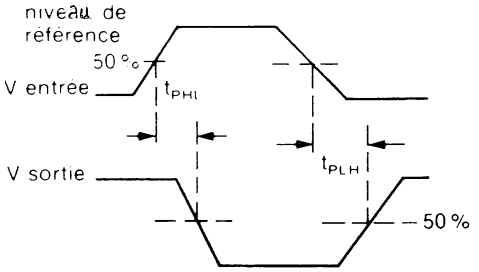
Sortance (Fan-Out)

Elle indique le nombre de circuits intégrés semblables que le dispositif peut commander en sortie; dépend des courants de sortie du circuit et d'entrée de ceux à commander.

Temps de propagation

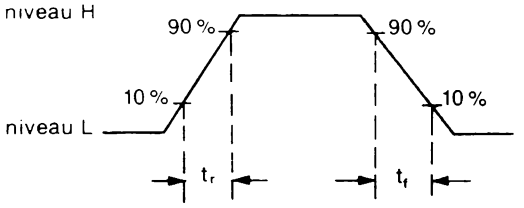
C'est le temps nécessaire pour qu'une information en entrée se traduise par une décision en sortie.
t_{PHL} : temps de propagation porte inverseuse de H à L.
t_{PLH} : temps de propagation porte inverseuse de L à H.

Temps de propagation total : $t_{PHL} + L_{PLH}$.



Temps de commutation

C'est la somme de temps de montée (tr) + temps de descente (tf). tr = (rise time) et tf (fall time) se mesurent entre 10 % et 90 % de la différence de tension entre les niveaux L et H.



Temps d'accès

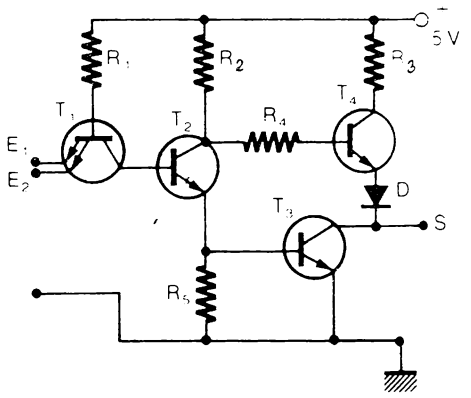
C'est le temps qui s'écoule entre une interrogation d'une mémoire et la sortie de l'information.

Temps de cycle

C'est le temps d'écriture ou de lecture dans une mémoire. C'est le temps à observer entre deux opérations successives; il est légèrement supérieur au temps d'accès.

5. CIRCUITS BIPOLAIRES LOGIQUES

5.1 - TTL (TRANSISTOR - TRANSISTOR - LOGIC) ET TTLS (SHOTTKY)



Circuits classiques des séries 54/74 améliorés en TTLS.
La figure représente une porte NAND en TTL.
T_1 possède autant d'émetteurs que d'entrées à la porte. Lorsque les entrées sont au niveau H, T_1 est bloqué; T_2 est un inverseur; T_3-T_4 forment un amplificateur; la sortie est au niveau L.
Lorsqu'une entrée est au niveau L, T_1 conduit et son courant émetteur se referme par le circuit d'attaque. C'est une logique à extraction de courant et on l'indique par le signe moins devant cette intensité.

Caractéristiques

— **TTL :** bonne immunité au bruit (~ 50 %), sortance élevée (~ 10), consommation moyenne 50 mW/porte, rapidité acceptable 40 ns, tension d'alimentation : + 5 V.

— **TTL Shottky :** temps de commutation très faible et consommation moyenne (3 ns-20 mW/porte).

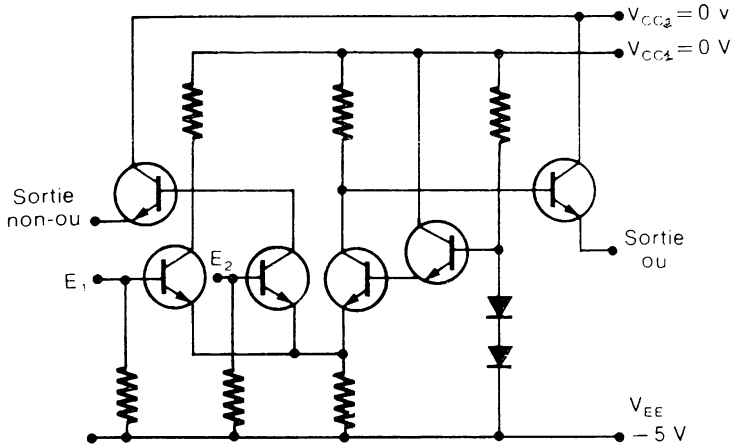
— **TTLA ou Low Power :** gain sur la consommation 3 mW/porte, mais pas sur la vitesse : 15 ns.

— **TTLAS :** compromis vitesse-consommation : 5 ns/2 mW par porte.
Ces circuits sont concurrencés par les CMOS.

Applications : pratiquement tous les types de circuits logiques, ainsi que les mémoires RAM et PROM.

5.2 - ECL (EMITTER COUPLED LOGIC)

ECL 10k et version LSI ECL 100k.

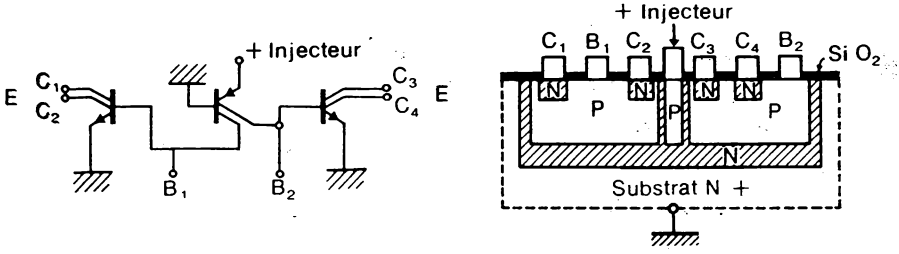


La figure représente une porte OU - NON OU à deux entrées. On dispose en sortie de deux signaux complémentaires. Le courant émetteur des sorties se referme par la charge. La tension d'alimentation est négative : -5 V.

Caractéristiques
Immunité au bruit inférieure à celle des TTL, ainsi que leur sortance, consommation plus importante (25 mW/porte); par contre, rapidité extrême, temps de propagation : environ 2 ns. L'ECL 100k améliore le temps de propagation : environ 1 ns, diminue la consommation : 6,5 mW/porte, ainsi que la surface occupée sur le silicium : 2500 μm^2, contre 25000 μm^2 pour l'ECL 10K.

Applications : tous les circuits logiques et les mémoires RAM et PROM sont réalisables en ECL.

5.3 - I^2L (INTEGRATED INJECTION LOGIC)



La figure donne le schéma de deux portes à deux entrées. C'est un double opérateur NON-OU, réalisé en technologie I^2L. Le courant de base des

transistors multicollecteurs d'entrée est assuré par le transistor *p - n - p* multicollecteur injecteur. Le schéma ne comporte pas de résistances et il occupe peu de place sur le silicium, car il n'a pas besoin de caisson d'isolement.

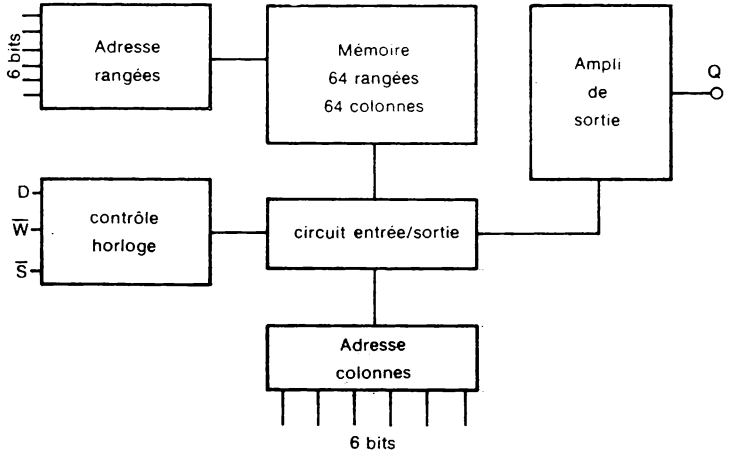
Caractéristiques
Bonne immunité au bruit, sortance : environ 4 à 6, très faible consommation (10 mW/porte), temps de propagation : entre 10 et 50 ns en fonction de la sortance, faible tension d'alimentation : entre 1 et 12 V, forte densité d'intégration : 250 à 400 portes/mm^2.

Applications : traitement de données logiques, télécommunications, instrumentation et contrôle, automobile...

6. CIRCUITS UNIPOLAIRES LOGIQUES

La technologie MOS est surtout utilisée pour la fabrication des mémoires.

6.1 - MÉMOIRES RAM STATIQUES (RANDOM ACCES MEMORY)



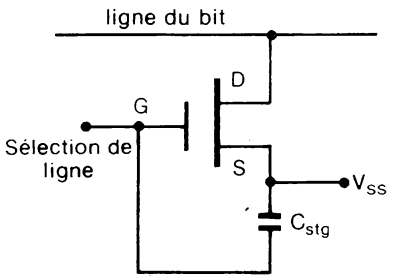
$\overline{S}$ sélection de circuit	L	L	L
$\overline{W}$ autorisation d'écriture	L	L	H
D entrée des ordres	L	H	X
écriture d'un	0	1	lecture en sortie Q

Une RAM est une mémoire vive, où l'on peut écrire, lire ou effacer les informations autant de fois qu'on le désire.
Elle nécessite une bascule élémentaire par point mémoire ou bit, soit 6 MOS et deux résistances.
Ces mémoires sont volatiles, c'est-à-dire que l'information disparaît lorsqu'on coupe l'alimentation.
La figure donne le bloc schéma d'une RAM statique de 4 k × 1 bit. L'adresse est obtenue par un signal de 6 bits pour les rangées et pour les colonnes, soit 64 rangées et 64 colonnes, d'où 4 096 points pouvant recevoir 1 bit.

Caractéristiques
Immunité au bruit : environ 45 % de V_{DD}, tension d'alimentation V_{DD} : 5 V, consommation assez élevée : 550 mW en 4 k × 1, temps d'accès : 400 à 600 ns en MOS et 200 à 400 ns en CMOS, intégration moyenne. Les modèles catalogués atteignent 4 096 bits en CMOS et 16 384 bits en NMOS.

6.2 - MÉMOIRES RAM DYNAMIQUES

Dans ce type de mémoire RAM les informations sont stockées dans la capacité grille-substrat d'un MOS. Après la charge de cette capacité le MOS est bloqué. Cette charge s'élimine via le courant de fuite source-drain. Il faut **rafraîchir** l'information toutes les 2 ms pour la conserver, grâce à une circuiterie appropriée. Cette mémoire est également volatile.



Caractéristiques
Moins de surface de silicium : 1 MOS spécial à double niveau de silicium polycristallin contre 6 MOS et 2 résistances, ainsi on atteint 64 k bits, consommation plus faible : 380 mW en 4 k. Temps d'accès : 150 à 300 ns, alimentation : 5 V, le rafraîchissement toutes les 2 ms complique le schéma. Cependant ces modèles sont les plus nombreux sur le marché.
On peut rendre une RAM non volatile en plaçant un petit accumulateur étanche sur la ligne d'alimentation. A l'arrêt, il conserve les informations dans la mémoire pendant plusieurs semaines.

6.3 - MÉMOIRES ROM (READ ONLY MEMORY)

C'est une mémoire morte dans laquelle l'information est enregistrée, une fois pour toutes, au cours de sa fabrication. Elle ne peut qu'être lue et ne peut pas être modifiée. Elle sert à conserver les données de la programmation fixe d'un appareil, à générer des caractères alpha-numériques sur un afficheur, à la conservation des codes...
Le point mémoire est formé par un seul MOS. Pour mémoriser l'information on agit sur l'épaisseur de la couche d'oxyde sous la métallisation de la grille. On modifie ainsi la tension de seuil. Avec une tension d'alimentation moyenne, on n'a pas de courant de drain pour un oxyde de 1 µm (point 0) et un courant pour un oxyde de 0,1 µm (point 1).
La pastille comprend également les adresses en ligne et en colonne, le décodeur d'adresse et l'amplificateur de sortie. L'information présente en sortie est verrouillée, tant qu'une suivante n'est pas appliquée en entrée. En effet, on doit conserver l'affichage d'un résultat, jusqu'à l'opération suivante.

Caractéristiques
Capacité de la mémoire : de 1k bit à 128k bit, temps d'accès : environ 500 ns, alimentation : +5 V, consommation : 60 à 100 mA, en NMOS.

6.4 - MÉMOIRES PROM

C'est une mémoire morte programmable par l'utilisateur une seule fois, par destruction de fusibles sur l'alimentation des MOS. Si le fusible est intact le MOS fonctionne (point 1); si le fusible est coupé le MOS est hors service (point 0).
Certaines mémoires sont également réalisées en TTLS et en ECL.

Caractéristiques

— En MOS : alimentation +5 V, temps d'accès : 450 ns, consommation : 50 mW en fonctionnement, 0,5 mW au repos.
— En TTLS : alimentation +5 V, temps d'accès : 50 à 100 ns, consommation : 325 à 800 mW, jusqu'à 32 k bits.
— En ECL : alimentation −5 V, temps d'accès : 20 à 25 ns, consommation : 600 mW.
— Modèles catalogués : de 256 bits à 32 k bits.

6.5 - MÉMOIRES EPROM

C'est une mémoire morte programmable électriquement et effaçable aux rayons ultraviolets. Elle se reconnaît au boîtier muni d'une fenêtre en quartz. Pour programmer une cellule on porte la grille de commande à une tension fortement positive pour un MOS canal *n*. Une grille flottante supplémentaire, parfaitement isolée, conserve la charge produite par le champ électrique intense. On modifie, ainsi, la tension de seuil du MOS considéré.

Pour effacer la mémoire, il faut la débrancher du circuit et la soumettre à un rayonnement ultraviolet qui décharge toutes les cellules qui avaient été programmées.
Il faut ensuite reprogrammer toute la mémoire.

Caractéristiques

Exemple : mémoire 16 k bits (2048 × 8), alimentation : + 5 V, tension de programmation : + 25 V par impulsion de 50 ms, temps d'accès : 350 ns.
Autres modèles entre 2 k bits et 64 k bits.

6.6 - MÉMOIRES EAROM, EEPROM, EEROM

Ce sont des mémoires programmables et effaçables électriquement. Il s'agit de charger, puis de décharger les points mémoire des MOS spéciaux appelés MNOS, au moyen de tensions positives et négatives supérieures à la tension normale de drain.

6.7 - MÉMOIRES A BULLES MAGNÉTIQUES

Elle est constituée par des domaines magnétiques, à la surface d'un support monocristallin de grenat de gadolinium gallium (G.G.G.), doué d'une certaine mobilité, sous un champ magnétique tournant.
Ces domaines ou bulles se déplacent le long de motifs en permalloy (FeNi) d'un pas par tour du champ magnétique.
L'écriture consiste à générer une bulle pour chaque niveau haut et pas de bulle pour chaque niveau bas. Le champ tournant conduit le message binaire dans la mémoire.
La lecture permet de rechercher le message dans la mémoire par son adresse et d'en effectuer une duplication. Une partie est détectée et transformée en binaire classique; la duplication retourne à sa place dans la mémoire. La lecture n'est pas destructrice du message en mémoire.
L'effacement est obtenu en augmentant la valeur du champ continu au-delà de la valeur de stockage.
Cette mémoire n'est pas volatile grâce à un aimant permanent situé dans le boîtier.
Quatre circuits intégrés d'intendance sont nécessaires autour de la mémoire à bulle : contrôleur, générateur de fonction, circuit de champ tournant, amplificateur de lecture.

Caractéristiques

Capacité 256 k bits, bulles de 3 µm, fréquence de transfert 100-200 kHz, temps d'accès moyen : < 7 ms. Autre modèle : 1 M bits.

7. MICROPROCESSEURS ET MICRO-ORDINATEURS

7.1 - MICROPROCESSEURS

C'est un assemblage de circuits exécutant les fonctions de l'unité centrale de traitement (CPU) d'un ordinateur. La pastille intégrée comprend (voir figure exemple RTC 2650).

— **Une unité arithmétique et logique (ALU)** exécute toutes les opérations.

— **Une unité de décodage des instructions et de commande d'exécution** cadencée par une horloge interne ou externe. Elle met en service successivement les circuits utiles.

— **Trois mémoires temporaires, les registres :**

- le compteur ordinal qui stocke l'adresse de la prochaine instruction;
- le registre d'instruction qui mémorise l'instruction en cours;
- l'accumulateur qui stocke des données et des résultats provisoires.

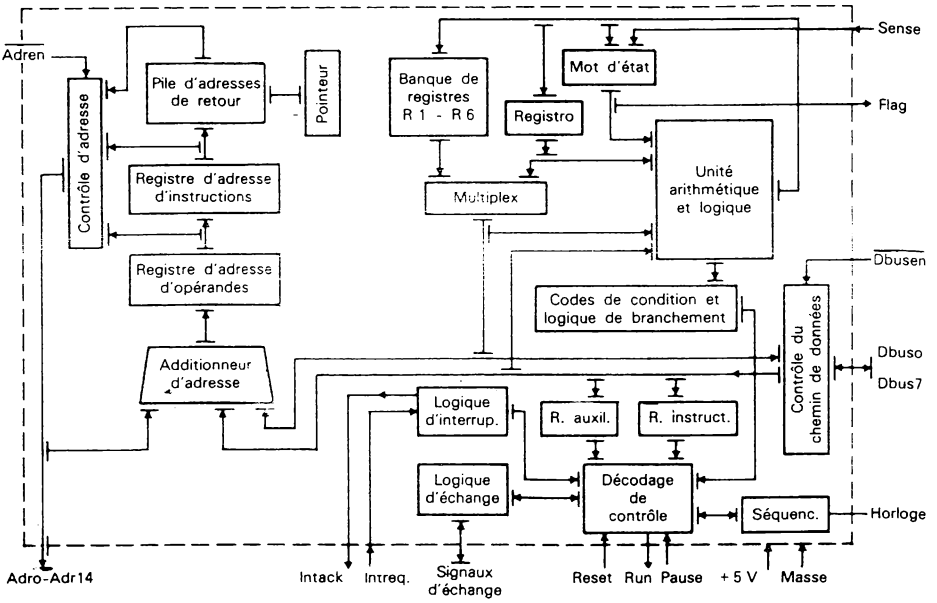
— **Des bus :** ce sont des voies de liaison en parallèle.

Il s'y ajoute souvent : des registres, des piles d'adresses, des circuits tampon, etc.

Les microprocesseurs se distinguent par la longueur du mot traité :

- le *4 bits* est adopté si on travaille en décimal codé binaire;
- *le 8 bits* est le plus courant (voir figure), il est nécessaire pour le code ASCII alphanumérique à 64 possibilités;
- le *16 bits* est intéressant pour les problèmes généraux de gestion et pour le calcul scientifique;
- *le 32 bits* est réservé pour les calculateurs puissants.

Un microprocesseur nécessite un certain nombre de circuits périphériques généralement groupés sur une carte fournie par le fabricant.

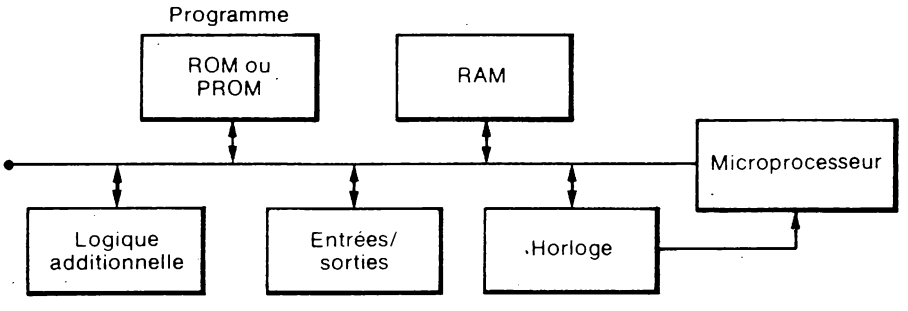


Applications des microprocesseurs

Très étendues, citons entre autres : microcalculateurs, impressions automatiques, contrôle d'inventaire, terminaux de points de vente, terminaux, télécommunications, contrôle de machines, contrôle de trafic, systèmes médicaux, radio-navigation, reconnaissance optique de caractères, tests automatiques, systèmes automatiques de pointage et de paie, contrôleurs d'automobile, avionique, grand public...

7.2 - MICRO-ORDINATEURS

Un micro-ordinateur est composé (voir figure) :



CIRCUITS INTÉGRÉS

— **d'un microprocesseur** qui effectue les opérations de calcul et de contrôle du processus;
— **de mémoires ROM** pour le programme;
— **de mémoires RAM** qui stockent les informations et les résultats partiels de calcul. Si on désire stocker toutes les informations du programme en cours, il faut prévoir une **mémoire de masse** : cassette, disquette ou bande;
— **une horloge** si elle n'est pas comprise dans le microprocesseur;
— **les circuits entrée/sortie** en provenance et vers les périphériques via le *« bus »*;
— éventuellement une **logique additionnelle.**

La longueur du mot doit être la même pour le microprocesseur et pour les périphériques. Les circuits sont placés sur une carte fournie par le fabricant et câblés prêts à l'emploi.

Applications
Elles sont si étendues qu'il est impossible de les citer toutes. Les micro-ordinateurs intéressent tous les domaines, du spatial au militaire, en passant par l'industrie, le commerce, les banques, la recherche, l'enseignement et le grand public.

OPTOÉLECTRONIQUE

1. UNITÉS PHOTOMÉTRIQUES

Unités officielles S.I.

Candela (cd) : intensité lumineuse ou quantité d'énergie rayonnée par une source très petite égale à une bougie décimale.

Lumen (lm) : flux lumineux émis dans 1 stéradian par une source placée au sommet de l'angle solide et ayant une intensité lumineuse de 1 candela.

Lux (lx) : éclairement d'une surface qui reçoit normalement un flux lumineux de 1 lumen par mètre carré.

Candela par mètre carré (Cd/m^2) : luminance d'une source de 1 m^2 de surface émissive dont l'intensité lumineuse est de 1 candela ou **Nit.**

Sensibilité : d'une cellule s'exprime en : mA/lm, ou µA/lx, ou A/W, ou $\mu A/W/cm^2$.

La puissance W est celle rayonnée par une lampe à filament de tungstène à 2856 K (norme C.E.I. 306-1).

Facteur de conversion des unités étrangères

Éclairement

X \ Y	Lux	Phot	Foot Candle
Lux	1	10^{-4}	0,0929
Phot	10^4	1	929,0
Foot Candle	10,674	$10,674.10^{-4}$	1

Luminance

Emploi : multiplier la valeur de la grandeur mesurée exprimée en unité de la colonne X par le facteur de conversion du tableau pour obtenir la valeur de la grandeur exprimée en unités de la ligne Y.

X \ Y	Nit	Stilb	Candle p. sq. Foot	Candle p. sq. Inch	Apostilb	Lambert	Foot Lambert
Nit Candela/m^2	1	10^{-4}	0,0929	$6,452.10^{-4}$	3,142	$3,142.10^{-4}$	0,2919
Stilb Candela/cm^2	10^4	1	929	6,452	3142	3,142	2919
Candle p. sq. foot	10,76	$10,76.10^{-4}$	1	$6,944.10^{-4}$	33,82	$3,382.10^{-3}$	3,142
Candle p. sq. inch.	1550	0,155	144	1	4869	0,4869	452,4
Apostilb	0,3183	$3,183.10^{-5}$	0,0296	$2,054.10^{-4}$	1	10^{-4}	0,0929
Lambert	3183	0,3183	295,7	2,054	10^4	1	929,0
Foot Lambert	3,426	$3,426.10^{-4}$	0,3183	$2,21.10^{-5}$	10,764	$1,076.10^{-3}$	1

Nota : Lumen et candela (bougie) sont communs à tous les systèmes.

Tableau de correspondance

UNITÉS : Photométriques (visibles)				Énergétiques non visibles
Définition	Système S I	Système GGS	Unités anglo-saxonnes	Système S I
1. Unités basées sur l'intensité				
Flux de lumière (équivalent à une puissance totale)	Lumen	Lumen	Lumen	Watt
Intensité Flux émis par unité d'angle solide	Candéla (lumen/stéradian)	Candéla	Candéla	Watt/Sr ou $W.Sr^{-1}$
Luminance Intensité émise par l'unité de surface de la source	Nit (candéla/m^2)	Stilb (candéla/cm^2)	Candle per square foot Candle per square inch	Watt/ Sr.m^2 ou $W.Sr^{-1}m^{-2}$
Éclairement Quantité de lumière reçue par unité de surface	Lux (lumen/m^2)	Phot (lumen/cm^2)	Foot Candle lumen/sq.foot	Watt/m^2 ou $W.m^{-2}$
2. Unités basées sur le diffuseur de Lambert				
Luminance Luminance du diffuseur dont la radiance est de 1 lumen par unité de surface	Apostilb (rayonnement de 1 lux)	Lambert (rayonnement de 1 phot)	Foot-Lambert (rayonnement de 1 foot candle)	

2. PRINCIPE DE L'ÉMISSION DE PHOTONS DANS UN SEMI-CONDUCTEUR

Dans un solide cristallin les atomes subissent de la part de leurs voisins des actions qui modifient les niveaux d'énergie des atomes pris isolément. Chaque niveau est remplacé par autant de niveaux d'énergie qu'il y a d'atomes en interaction dans le cristal; ce sont les « **bandes d'énergie** ».
Un solide cristallin se compose des bandes d'énergie de **valence** près du noyau, séparées des bandes d'énergie de **conduction** par une **bande interdite.**
A 0 K tous les états d'énergie de la bande de valence sont occupés, tandis que la bande de conduction est vide d'électrons. L'agitation thermique lorsque la température augmente, ou un champ électrique peuvent communiquer aux électrons de la bande de valence une énergie suffisante pour les faire passer dans la bande de conduction à un niveau déterminé. Chacun de ces électrons laisse un « trou » dans la bande de valence qui peut être comblé par un électron libre. Si cet électron provient du niveau d'énergie de la bande de conduction, il cède une énergie $\Delta E = E_C - E_V$ qui peut donner lieu à l'émission d'un photon, à la condition que $\Delta E \geqslant Ei$ largeur de la bande interdite. La longueur d'onde de cette émission dépend également de Ei :

$$\lambda = h \cdot c / Ei$$

λ en mètre, h constante de Planck en eV·s : $4{,}136 \cdot 10^{-15}$ Ei en eV.

Soit $$\lambda \text{nm} = 1240/Ei.$$

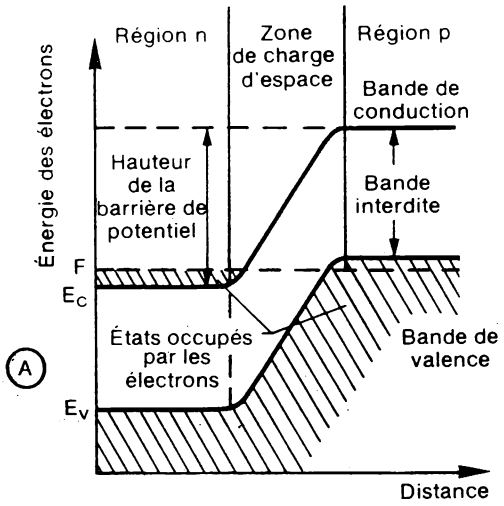


Diagramme d'énergie d'une jonction *p* - *n* en équilibre thermodynamique (*F* : niveau de Fermi).

Afin que l'émission de photons soit plus intense, on réalise une diode à jonction P.N. fortement dopée de façon à obtenir une densité importante d'électrons dans la bande de conduction et de trous dans la bande de

valence. Au repos, on remarque que la largeur de la zone de charge d'espace de part et d'autre de la jonction est approximativement égale à la hauteur de la barrière de potentiel (figure A).

Pour vaincre la charge d'espace on alimente la diode en direct, avec une tension approximativement égale à la hauteur de la barrière de potentiel, ou bande interdite. On crée, ainsi, une certaine « population » d'électrons libres dans la bande de conduction et de trous dans la bande de valence (figure B). On obtient une émission rayonnante intense.

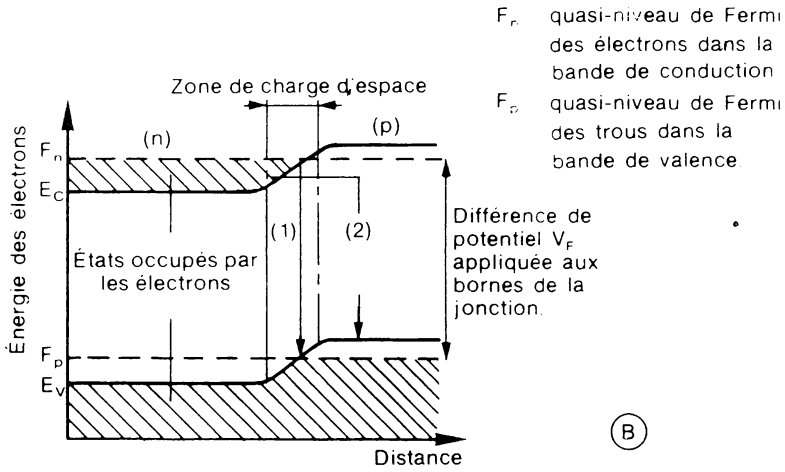


Diagramme d'énergie d'une jonction *p* - *n* polarisée dans le sens direct.

3. DIODES ÉLECTROLUMINESCENTES (LED OU DEL)

On sait que la longueur d'onde d'émission dépend de la largeur de la bande interdite du semiconducteur :

$$\lambda\,\text{nm} = 1240/E_i\,(\text{eV}).$$

— **Vision humaine** : 380 à 780 nm soit une largeur de bande interdite de 3,26 à 1,59 eV.

Principaux semiconducteurs

Si : $E_i = 1{,}1$ eV = 1 127 nm - infrarouge lointain.
GaAs : $E_i = 1{,}4$ eV = 885 nm - proche infrarouge - bon rendement.

Composés :
GaPZnO : $Ei = 1{,}75$ eV $= 710$ nm - rouge.
GaAs 0,60-P 0,40 : $Ei = 1{,}9$ eV $= 650$ nm - rouge.
GaAs 0,35-P 0,65 : $Ei = 2$ eV $= 620$ nm - orange.
GaAs 0,15-P 0,85 : $Ei = 2{,}2$ eV $= 564$ nm - jaune.
GaPN : $Ei = 2{,}3$ eV $= 540$ nm - vert.
GaN ou SIC : $Ei = 3{,}5$ eV $= 354$ nm - bleu (en étude).
Des améliorations très sensibles du rendement et de la pureté des couleurs ont été apportées en fabrication.

Principaux modèles

— **Diodes infrarouge** : barrière de protection, télécommande, émetteur pour fibre optique, comptage, etc.

— **Diodes en couleurs** : rouge, orange, jaune, vert : Ø 5 mm et 3 mm, en forme de point, cercle, triangle, carré, etc. Diodes doubles rouge et vert selon l'électrode alimentée.

— **Afficheurs** : 7 segments numériques et 14 à 16 segments alphanumériques, simples ou avec circuit décodeur multiplexé intégré. Très nombreux modèles.

— **Matrices à points** 5×7 alphanumériques, en boîtiers unitaires ou en barrettes avec décodeur multiplexé intégré. Très nombreux modèles.

Caractéristiques

— **Linéarité** : la pente I_F/V_F est importante et linéaire à condition de ne pas dépasser la température maximale de la jonction. Une légère augmentation de V_F au-delà de la valeur limite détermine une valeur de I_F dangereuse.

— **Temps de réponse** : sensiblement égal à la durée de vie de la recombinaison radiative, soit de l'ordre de la nanoseconde. Ce temps permet une utilisation en régime modulé de plusieurs centaines de MHz.

4. RÉCEPTEURS DE LUMIÈRE

On distingue les photorésistances et les composants à jonction. Leur fonctionnement découle du phénomène physique inverse de celui de l'émission de lumière. Une radiation lumineuse formée de photons d'énergie $hv \geqslant Ei$ cède son énergie aux électrons du solide en les faisant passer de la bande de valence à la bande de conduction.
h : constante de Planck en joule-seconde : $6{,}62 \cdot 10^{-34}$.
V : fréquence de radiation.
Ei : largeur de la bande interdite (eV).

OPTOÉLECTRONIQUE

Photorésistances

Dans les atomes des corps se comportant comme un semiconducteur du type *n*, l'action des photons produit un transfert des électrons des atomes aux espaces libres de la structure du cristal. On observe une augmentation de la conductibilité par ces électrons introduits dans la bande de conduction.
Dans les atomes des corps se comportant comme un semiconducteur du type *p*, si un photon possède une énergie suffisante pour amener un électron de la bande de valence au niveau de la bande de conduction, on a une augmentation de la conductibilité par création de trous.
Une photorésistance est placée en série avec une pile et un galvanomètre, ou le circuit utilisateur. Dans l'obscurité, la résistance de l'élément est très élevée et le courant est pratiquement nul. Le courant croît en fonction du flux lumineux. On mesure ainsi l'éclairement.

Caractéristiques
Bonne sensibilité, courant photoélectrique important, inertie élevée, bruit de fond non négligeable, courbes de réponse couvrant le visible et le proche infrarouge.

Principaux modèles

Caractéristiques	Sulfure de Cadmium CdS	Séléniure de Cd CdSe	Sulfoséléniure de Cd CdSSe	Sulfure de plomb PbS
λ sensibilité max	575 nm (visible)	730 nm (rouge)	550 - 650 nm (visible)	1 800 - 2 500 nm (infra-rouge)
R. obscurité	100 MΩ	100 MΩ	100 MΩ	1 MΩ
R. éclairement	3 kΩ à 50 lx	0,3 kΩ à 1 000 lx	0,3 kΩ à 1 000 lx	
Temps de réponse	10 à 30 ms	1 à 3 ms	10 à 20 ms	0,1 à 0,25 ms

Composants photosensibles à jonction

Photodiodes

Ce sont des diodes au silicium de substrat *n* avec une couche p^+ fortement dopée recevant les photons grâce à un boîtier transparent. La jonction est polarisée en inverse, le champ électrique de la barrière de potentiel atteint plusieurs kV/cm.

En l'absence d'éclairement, on observe un courant d'origine thermique qui est le courant inverse de la diode.
Sous éclairement, les photons arrivant au voisinage de la jonction libèrent des paires électron—trou. La barrière de potentiel les sépare, l'électron vers la zone *n* et le trou vers la zone *p*; ce qui accroît le courant inverse proportionnellement à l'intensité lumineuse incidente.

Caractéristiques
Dimensions réduites, courant photoélectrique faible, mais rapidité élevée.
Sensibilité maximale : 1 120 nm dans l'infrarouge.
Sensibilité relative : 50 % dans le rouge, 40 % dans le jaune, 30 % dans le vert et 25 % dans le violet.
Surface sensible : 1 mm^2.
Courant photoélectrique : 10 nA/lx entre 850 et 950 nm.
Courant d'obscurité : 5 pA.
Rapidité : jusqu'à 500 MHz.

Utilisations
Détecteurs photoélectriques dans les systèmes de commande, de régulation, de lecture de bande perforée, etc.

Phototransistors

Le courant photovoltaïque alimente la base du transistor, monté en émetteur commun. Le gain du phototransistor est compris entre 100 et 900 par rapport à la photodiode. Par contre, sa rapidité est inférieure à celle de la photodiode : temps de commutation : 1 à 30 µs sur charge 1 kΩ.
Courant d'obscurité : 100 nA.
Si la connexion de base est sortie, le réglage de la sensibilité du phototransistor est possible.

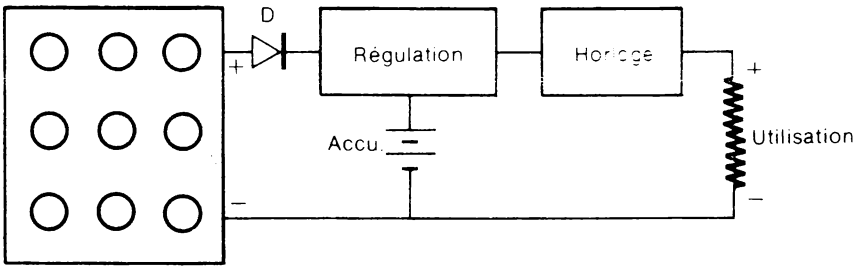
5. CELLULES SOLAIRES

Ce sont des photodiodes de grandes dimensions pour lesquelles se posent des problèmes de rendement et de refroidissement.
La tension photoélectrique d'une cellule est comprise entre 0,4 et 0,5 V en fonction de la température quelle que soit sa surface. Par contre, le courant optimal est fonction de la surface de la cellule.
Les panneaux solaires comprennent entre 18 et 72 cellules branchées en série parallèle pour donner 12 ou 24 V : sous une puissance de 16 à 38 W, sous un éclairement de 1 kW/m^2.

La terre reçoit du soleil 1 kWh/m^2 par ciel très clair. La France, par sa nébulosité, reçoit en moyenne 3,5 kWh/m^2 par jour. Le rendement d'une station solaire est d'environ 10 % (rendement théorique maximal d'une cellule : 22 %).

OPTOÉLECTRONIQUE

Une station solaire comprend :



Modules solaires :

— un ou plusieurs panneaux solaires ou modules;
— une diode D interdisant à l'accumulateur de débiter dans les cellules solaires;
— une régulation de la charge et de la décharge de l'accumulateur;
— une horloge réglant le fonctionnement de l'installation;
— une batterie d'accumulateurs en tampon.

Étude d'un projet de station solaire

Il y a lieu de déterminer :

— **L'énergie au lieu d'installation** en fonction de l'insolation : E en kJ/cm^2.

— **La tension nominale d'utilisation** : U.

— **La puissance moyenne P_u** : c'est la puissance nominale et le temps de fonctionnement par 24 heures.

Exemple : 1 kW pendant 1 heure = 1 kWh par 24 heures et une puissance moyenne P_u de : 1000/24 = 42 W.

— **La puissance crête P_c** : P_c (à 60 °C) $= 7 P_u \dfrac{700}{E}$

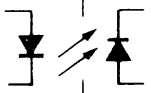
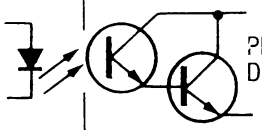
E : énergie solaire annuelle kJ/cm^2.
Cette formule tient compte du rendement d'une station située en France.

— **La capacité de l'accumulateur.**
Pour $P_u = 1$ W sous 12 V et 40° de latitude, la batterie doit avoir une capacité de 40 Ah.

Exemple : réémetteur de télévision.
Puissance moyenne : $P_u = 15$ W.
Énergie : 400 kJ/cm^2/an en France.
Modules : 16 modules de 11 W = $P_c = 176$ W.
$P_c = 12 \times P_u$ par suite de l'éclairement moyen.
Batterie : 24 V - 300 Ah.

6. PHOTOCOUPLEURS

Ces composants groupent dans le même boîtier une diode photoémissive GaAs et une photodiode, ou un phototransistor, ou un photodarlington. Ils permettent une séparation galvanique complète entre deux circuits, dont le couplage s'effectue uniquement par les photons.
Capacité entrée-sortie : 1 pF environ.
Isolement entrée-sortie : 10^{12} Ω.

Emetteur	Capteur	Spécifications		
		CTR	Bande passante	Bruit
Diode photoémettrice	 Photodiode	0,1 à 0,3 %	élevée 5 à 10 MHz	faible
	Phototransistor	30 à 100 %	basse 0,3 à 0,5 MHz	moyen
	 Photo-Darlington	100 à 1 000 %	très basse 10 à 30 kHz	élevé

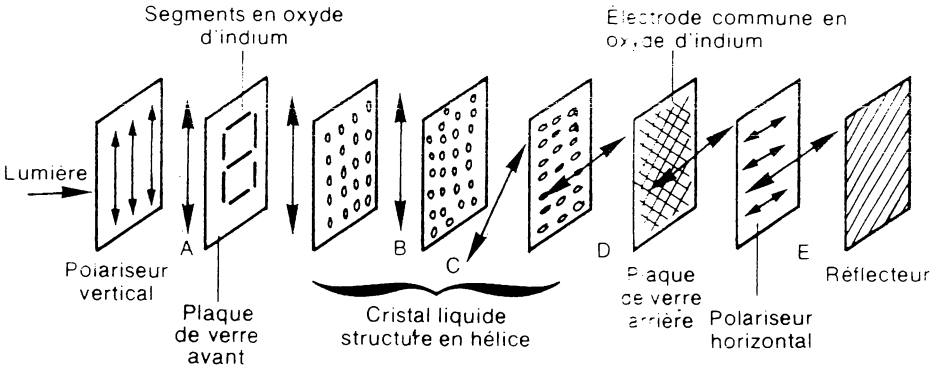
CTR : coefficient de transfert : c'est le rapport entre la tension de sortie de la photodiode et le courant direct de la LED en entrée. Pour un phototransistor et un photodarlington, c'est le courant collecteur de sortie qui est pris en considération.

7. CRISTAUX LIQUIDES

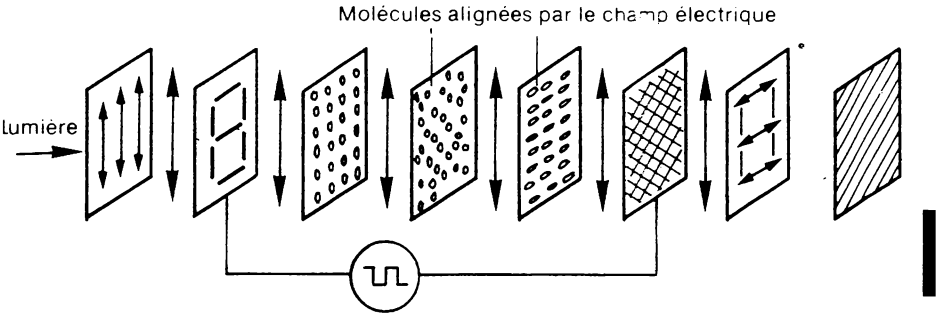
Ce sont des cristaux dans lesquels on peut obtenir une modification d'orientation des molécules sous l'effet d'un champ électrique et ce à la température ordinaire. Au repos les cristaux sont transparents; sous un champ électrique ils sont troubles.
Un afficheur est composé de deux plaques de verre parallèles. Sur la plaque avant on dépose une fine couche métallique transparente gravée en forme des segments et de leurs sorties. La plaque arrière est entièrement métallisée; c'est l'électrode commune.
Un traitement des surfaces internes du verre oblige les molécules du cristal liquide à adopter une orientation prédéterminée et perpendiculaires entre elles. Les molécules s'orientent ainsi en quart d'hélice : structure twistée.
Les deux plaques sont soudées sur un cadre de 10 µm d'épaisseur en verre, rempli de cristal liquide. Enfin, on colle sur les deux faces extérieures du verre les feuilles de polarisation croisée et une couche métallique brillante derrière la cellule.

OPTOÉLECTRONIQUE

CELLULE DE CRISTAUX LIQUIDES AU REPOS



CELLULE DE CRISTAUX LIQUIDES EN FONCTIONNEMENT



Au repos (voir figure) les électrodes ne sont pas alimentées et les flèches indiquent le trajet de la lumière ambiante, sans aucun obstacle. L'afficheur présente une teinte claire uniforme donnée par le réflecteur arrière et le cristal liquide.
En fonctionnement, une tension alternative est appliquée entre les segments voulus et l'électrode commune. Par l'effet du champ électrique et pour les segments commandés seulement, l'orientation des molécules est modifiée. La lumière ambiante est bloquée par le polariseur arrière et ne peut être réfléchie. Les segments commandés apparaissent en sombre sur fond clair.

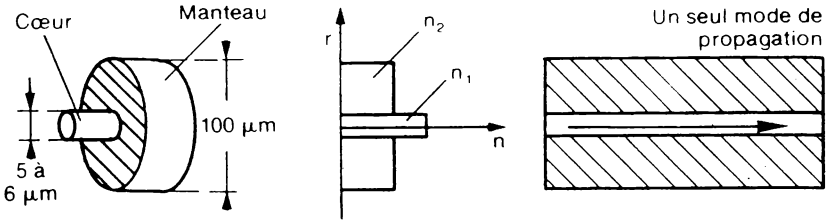
Différents modèles

— Afficheurs 7 segments : hauteur des chiffres : 2 à 18 mm, tension : 3 à 5 V - 25 à 200 Hz sous 1,6 à 20 µA.
— Afficheurs 16 segments : alphanumériques jusqu'à 16 caractères, multiplexés au taux de 4.
— Afficheurs à points 5 × 7 alphanumériques jusqu'à 40 caractères en deux lignes, multiplexés par 18 : fréquence d'horloge entre 450 et 3600 Hz.

8. LIAISONS PAR FIBRE OPTIQUE

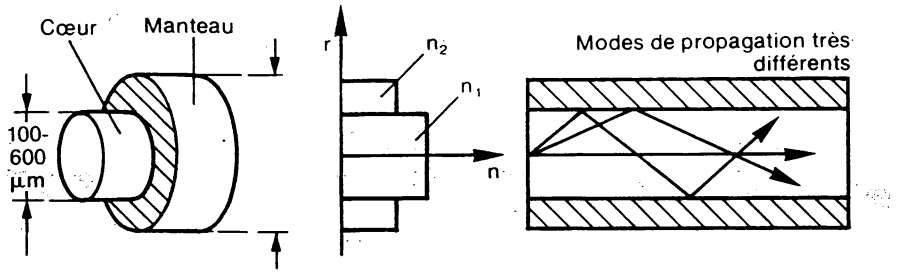
Une fibre optique est constituée par un premier milieu d'indice $n\,1$: **cœur optique** entouré d'un second milieu d'indice $n\,2$ appelé **gaine optique** ou **manteau.** L'indice $n\,1$ est supérieur à celui de $n\,2$. Lorsque la lumière est injectée dans le cœur elle se propage, soit en ligne droite (monomode), soit par une suite de réflexions internes (multimodes).

Fibres monomodes



Diamètre du cœur : 5 à 6 µm.
Bande passante : plusieurs GHz/km.
Affaiblissement à 850 nm : 2 dB/km.
Pour liaisons longues à haut débit.

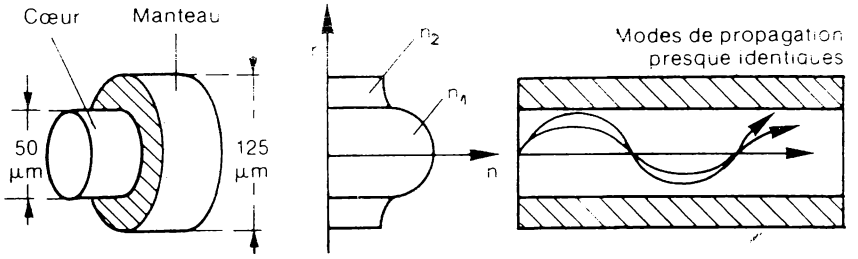
Fibres multimodes à saut d'indice



Diamètre du cœur : 100 à 600 µm.
Bande passante : 10 à 50 MHz/km.
Affaiblissement à 850 nm : $\leqslant$5 dB/km.
Pour liaisons jusqu'à 2 km, avec un débit maximal de 50 M bits.

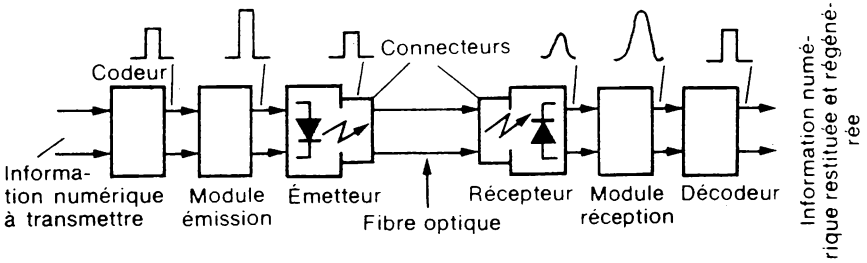
OPTOÉLECTRONIQUE

Fibres multimodes à gradient d'indice



Diamètre du cœur : 50 µm.
Bande passante : 500 MHz/km.
Affaiblissement à 850 nm : <5 dB/km.
Pour liaisons longues, ou à grand débit : 150 M bits.
Toutes ces fibres sont en silice dopée.

Transmission par fibre optique



Elle comprend :

— **Le codeur** établit l'information numérique à transmettre.

— **Le module d'émission** transforme les signaux logiques en impulsions de courant d'injection.

— **L'émetteur** convertit les impulsions de courant en puissance optique injectée à l'entrée de la fibre optique. Il est constitué par une diode électroluminescente spéciale sur 850 nm, ou par une diode laser plus puissante.

— **La fibre optique** transporte la lumière d'un point à un autre.

— **Le récepteur** reçoit la puissance optique et la transforme en impulsion de courant, grâce à des photodiodes PIN ou à avalanche plus sensibles, centrées sur 850 nm.

— **Le module de réception** transforme les impulsions de courant en signaux logiques.

— **Le décodeur** restitue l'information logique dans son code initial, en la régénérant afin d'éliminer les déformations dues à la transmission.

On utilise surtout les fibres multimodes dans la bande 800-900 nm. Des essais sont en cours avec la fibre monomode vers 1300 nm pour obtenir des liaisons plus longues, à grand débit.

Lasers

1. PRINCIPE DU LASER A GAZ

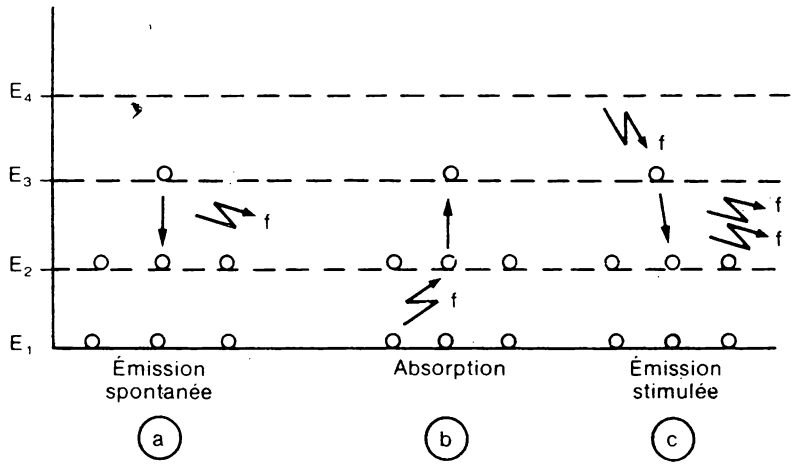
Laser : Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation, soit : amplification de lumière par émission stimulée de radiations.
Un tube à décharge est rempli par un gaz sous une faible pression; il est soumis à une tension continue élevée qui détermine un courant faible, accompagné d'une émission de lumière, dont les raies spectrales sont caractéristiques du gaz employé.
Dans ce gaz, au repos, les atomes sont au niveau d'énergie le plus bas E_1. L'énergie fournie par la décharge électrique les répartit sur l'ensemble des niveaux disponibles $E_2 - E_3$. Une raie spectrale correspond à une transition de l'atome entre deux niveaux; elle peut s'effectuer de trois façons :

Émission spontanée (fig. *a*)

Un atome redescend de E_3 au niveau inférieur E_2, l'énergie libérée se traduit par l'émission d'un photon dont la fréquence est donnée par la formule :

$$f = (E_3 - E_2)\frac{1}{h}$$

où : E_3 et E_2 en joules.
h : constante de Planck : $6{,}626 \cdot 10^{-34}$ J/s.
f : en hertz.
Ces photons sont émis à des instants aléatoires et dans toutes les directions.



Absorption (fig. *b*)

Si un photon de fréquence *f* vient frapper l'atome, il se trouve porté du niveau d'énergie E_2 au niveau E_3.

Émission stimulée (fig. *c*)

Un photon présent dans le milieu peut induire un atome se trouvant au niveau E_3 à descendre au niveau E_2. On constate l'émission d'un second photon dont toutes les caractéristiques sont identiques à celles du photon inducteur : fréquence, direction, polarisation et phase.

L'effet laser

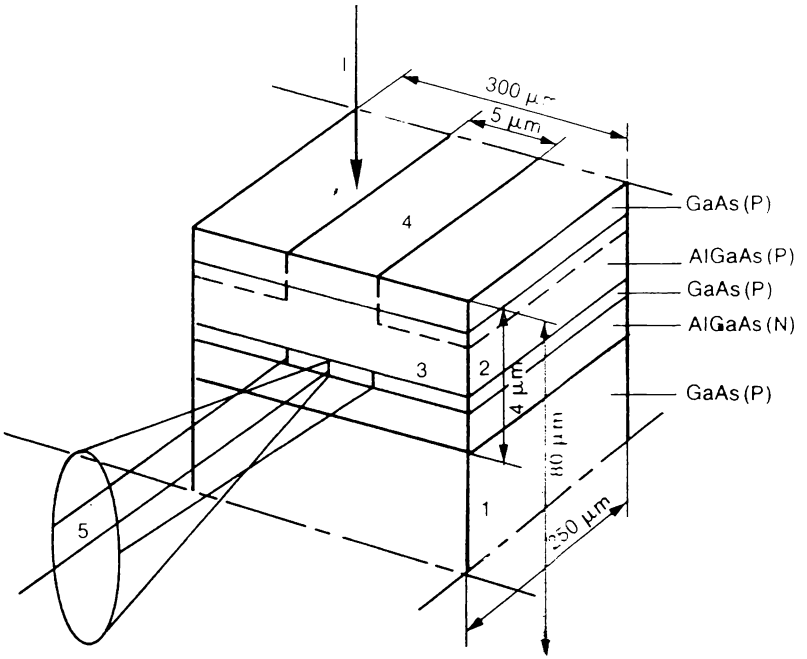
Dans un tube à décharge c'est l'émission spontanée qui domine. Un laser est un dispositif qui tend à privilégier l'émission stimulée. Ce phénomène se produit lorsque la « **population** » d'atomes au niveau E_3 est supérieure à celle se trouvant au niveau E_2. Cette « **inversion de population** » nécessite un mécanisme de « **pompage** » qui fournit de l'énergie aux atomes de façon sélective.

Un laser se compose d'un milieu actif rendu amplificateur par un mécanisme de pompage et enfermé dans une cavité résonnante accordée sur la fréquence *f*.
On obtient un faisceau de lumière : **intense, directionnel** à angle de divergence minimal, **monochromatique** de fréquence bien définie et de bande passante étroite, **cohérent** dont la fréquence et la phase sont invariables. Ce faisceau se laisse concentrer, focaliser et polariser linéairement par un moyen optique.

2. PRINCIPE DU LASER A SEMICONDUCTEUR

L'émission de photons dans un semiconducteur a été traitée au chapitre Optoélectronique K.2.
Une diode laser à jonction *p* - *n* est constituée par une double hétérostructure Ga-Al-As dont la région active forme une cavité résonnante, limitée latéralement par deux faces réfléchissantes parallèles. L'énergie est concentrée dans cette cavité qui permet d'obtenir l'inversion de population et

l'émission stimulée de faisceau de lumière laser. Elle est émise parallèlement à la jonction vers l'avant et vers l'arrière de la diode. Les paramètres géométriques de la diode, la nature du semiconducteur et son dopage interviennent pour fixer la longueur d'onde et les caractéristiques de l'émission.



Exemple de diode laser

1 substrat.

2 région active, cavité résonnante (250 × 5 µm).

3 miroir semi-transparent.

4 connexion électrique.

5 faisceau laser avant, le faisceau arrière n'est pas représenté.

3. PRINCIPAUX TYPES DE LASERS

Solides

— **Rubis** : pompage par lampe à éclair; fonctionne par impulsions, émet dans le rouge. Utilisé en médecine.

— **YAG-Néodyme** (grenat Yttrium aluminium) : pompage par lampe à krypton, fonctionne par impulsions, émet dans le proche infrarouge 1,06 μm. Utilisé en médecine et dans l'industrie.

A gaz

— **Hélium-néon** (He-Ne) pompage par transfert d'énergie des atomes d'hélium sur les atomes de néon, émet en continu dans le rouge 632,8 nm. Utilisations très nombreuses : médecine, industrie, travaux publics, holographie, mesures de précision, lecture de disques audio et vidéo, militaires, spectroscopie, télécommunications par fibre optique, lecture d'étiquettes codées, imprimante rapide, effet décoratif...

— **CO_2** Pompage par azote ou par hélium, émet en continu dans l'infrarouge lointain 10,6 μm. Utilisations : médecine et surtout industrie, découpage et perçage jusqu'au diamant.

— **Laser ionique** à l'argon ou au Krypton, l'effet laser n'est plus obtenu par des atomes neutres, mais par des ions du gaz. Émet en continu, pour l'argon dans le bleu à 488 nm. Utilisations : médecine et industrie.

A semiconducteur

GaAlAs : émet en continu entre 840 et 880 nm selon les modèles dans le rouge. Utilisations : télécommunications par fibre optique, lecture de disques et d'étiquettes codées; en étude diodes émettant sur 1300 ou 1500 nm.

ÉLÉMENTS NON LINÉAIRES

1. RÉSISTANCES A COEFFICIENT DE TEMPÉRATURE NÉGATIF (CTN)

Ces thermistances sont des oxydes céramiques frittés à haute température. Leur résistance diminue de 3 à 5,5 % par degré C, à la température ambiante.

Caractéristiques

— **Résistance :**

$$R = R_0 \cdot e^{B(1/T - 1/T_0)}.$$

R : résistance de la CTN à la température de fonctionnement en K.
R_0 : valeur de la CTN à 300 K (25 °C)
e : base des log-népériens = 2,718.
T : température de fonctionnement en K.
T_0 : 300 K.
B : indice de sensibilité thermique entre 2 000 et 5 000.

— **Coefficient de température :**

$$\alpha = \frac{1}{R} \cdot \frac{\Delta R}{\Delta T} \quad \text{ou} \quad \alpha = -\frac{B}{T^2}.$$

— **Variation de la température ΔT** due à l'échauffement de la CTN proportionnelle à sa dissipation :

$$\Delta T = \frac{P}{C}.$$

P en mW et C constante de dissipation thermique en mW/°C.

— **Constante de dissipation :**

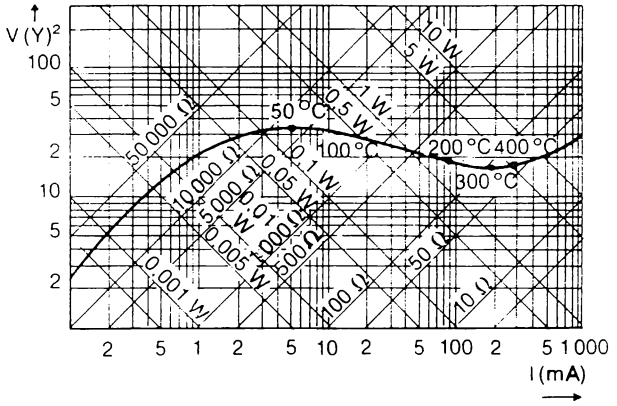
$$W = C(T - T_0) = VI$$

W : puissance statique.

— **Constante de temps thermique :** c'est le temps nécessaire pour qu'une CTN revienne de T à T_0 après interruption du courant. Elle est comprise entre 10 et 200 s.

— **Tolérance** à 25 °C sur valeur nominale de R : ±20 %.

— **Relation entre la d.d.p. aux bornes et le courant qui traverse la CTN en fonction de l'échauffement :** on réunit ainsi V, I, W et R.



Différents modèles

— **Compensation et mesure :** ils sont soumis à des charges électriques faibles ce qui évite leur échauffement propre. La valeur de la résistance est fonction de la température ambiante. Ils servent à compenser la dérive des composants à coefficient positif et à la mesure et à la régulation de température.

— **Démarrage :** ils sont soumis à des charges électriques élevées et leur résistance diminue fortement et rapidement. Ils absorbent les surcharges en courant et permettent de réaliser des temporisations de relais.

— **Régulation :** ils sont traversés par un courant important et sont utilisés pour la stabilisation d'amplitude des amplificateurs.

— **CTN à chauffage indirect :** Ils permettent de résoudre les problèmes de régulation, surtout lorsque le poste de commande est séparé de l'appareil.

Normes :
N.F.C. 93 271 - CTN à chauffage direct.
N.F.C. 93 272 - CTN à chauffage indirect.

2. RÉSISTANCES A COEFFICIENT DE TEMPÉRATURE POSITIF (C.T.P.)

Ce sont des thermistances en céramique à base de titanate de baryum ($BaTiO_3$) dopée avec des impuretés et frittées à haute température.

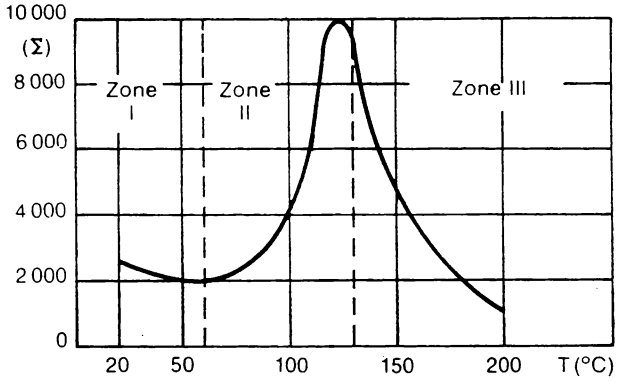
Caractéristiques

— Point de Curie

La courbe donne la variation de la constante diélectrique (ε) en fonction de la température. Elle atteint sa valeur maximale pour le point de Curie : 115 — 120 °C.

Le matériau se comporte comme un semiconducteur du type *n* avec $\rho = 30\ \Omega \cdot cm$ à 25 °C.

Dans la zone I le coefficient de température est légèrement négatif. Il devient fortement positif dans la zone II qui est celle d'utilisation. Dans la zone III le coefficient de température redevient négatif, au-delà du point de Curie.



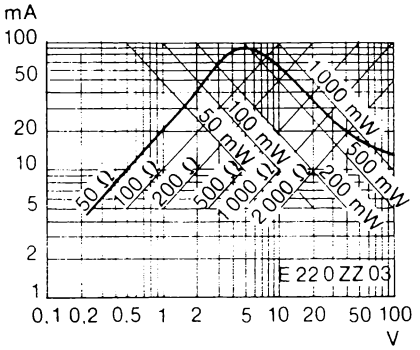
— Courant maximal admissible.

Lorsqu'on connaît la dissipation de puissance D par degré et la caractéristique R = f(T), il est aisé de déterminer le courant maximal I_m, à une température ambiante T_{amb} :

$$D = \frac{\Delta P}{\Delta T} \text{ en W/°C} \quad P = RI^2$$

$$I_m = \sqrt{D \frac{(T_m - T_{amb})}{R_m}}$$

R_m = valeur de la résistance au point I maximal (I_m).
T_m = température maximale pour I_m et R_m.



La courbe ci-dessus donne l'intensité en fonction de la tension, de la puissance et de la valeur nominale. Le modèle 50 Ω est utilisable en C.T.P. entre 5 et 50 V; au-dessous de 5 V la température atteinte par la résistance est insuffisante (I); au-delà de 50 V, on entre dans la zone III et elle est détruite.
Il faut donc que la résistance prenne rapidement sa température d'équilibre.

— **Point de fonctionnement**

Lorsqu'une C.T.P. est branchée en série dans un circuit de résistance Rs, aux bornes d'une tension U, elle détermine une intensité I qui ne l'échauffe que très peu. Sa résistance doit être très petite devant Rs. Lorsqu'une surcharge se produit, I augmente, la C.T.P. s'échauffe et sa résistance augmente très rapidement; elle devient beaucoup plus grande que Rs. L'intensité est réduite.
Lorsque la surcharge est éliminée la C.T.P. se refroidit, sa résistance diminue et le circuit reprend son fonctionnement normal. Cette thermistance procure une protection efficace et automatique de tout circuit électrique.

• **Différents modèles**

Valeurs catalogues :
R_T : résistance minimale à dissipation nulle.
Rm : résistance minimale à température Tm.
Tb : température de basculement pour Rb = 2 Rm.
T_M : température maximale donnant une valeur maximale R_M, près du point de Curie.

Disques :
pour limitation de courant, pour désaimantation de tubes-images couleur, pour protection de moteurs, pour régulation du courant téléphonique, pour protection des lignes téléphoniques.

— **Norme :** N.F.C. 93 273.

ÉLÉMENTS NON LINÉAIRES

3. RÉSISTANCES VARIABLES AVEC LA TENSION (V.D.R. - VARISTORS)

Caractéristiques

Les V.D.R. sont des résistances dont la valeur décroît lorsque la tension aux bornes augmente. Cette variation est déterminée par un exposant non linéaire α :

$$I = K \cdot U^{\alpha}$$

I : courant dans le V.D.R., U : tension aux bornes.
K : constante dépendant du type de varistor $= 1/C^{\alpha}$.
$\alpha = 5$ pour les varistances au carbure de silicium et de 30 pour les V.D.R. à l'oxyde de zinc.

— Résistance du varistor :

$$R = \frac{U}{I} = \frac{U}{KU^{\alpha}} = \frac{1^{U\,1-\alpha}}{K}.$$

— Puissance dans le varistor :

$$P = UI = KU^{\alpha+1}.$$

— Caractéristique tension-courant :

$$U = CI^{\beta}$$

C valeur de la tension aux bornes pour $I = 1$ A.
β pente de la droite.

En coordonnées logarithmiques l'expression de la courbe devient :

$$\log U = \log C + \beta \log I.$$

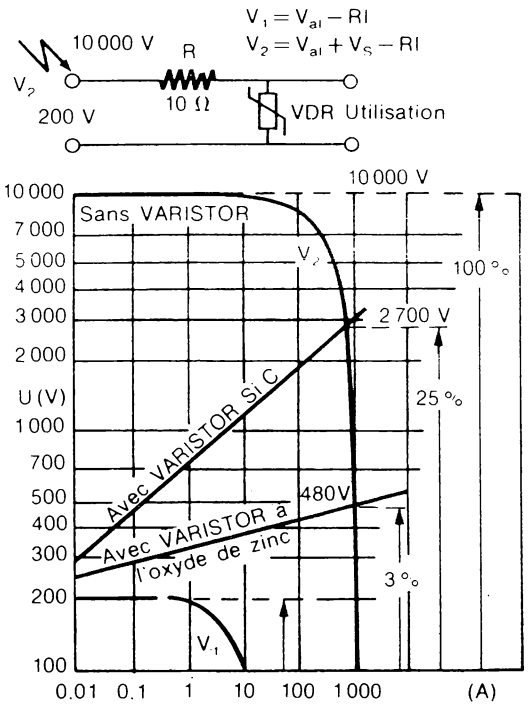
La densité de courant dans une V.D.R. au ZnO atteint 3000 A/cm^2. Plus la caractéristique U/I tend vers une horizontale, plus la protection des circuits contre les surcharges est assurée.

Exemple de protection :

Soit un appareil alimenté sous 200 V, la résistance série est de 10 Ω; la V.D.R. est branchée en parallèle.

La foudre sur la ligne crée une surtension de 10000 V.

Les courbes montrent qu'avec un V.D.R. au carbure de silicium ($\alpha = 5$) la limitation de la surtension est de 25 %, soit 2700 V, tension dangereuse pour l'appareil. Avec un V.D.R. au ZnO ($\alpha = 30$) la surtension est écrêtée à 3 %, soit 480 V, tension pouvant être supportée par l'appareil. C'est pourquoi les V.D.R. à l'oxyde de zinc ont pratiquement supplanté ceux en carbure de silicium.



Différents modèles de V.D.R. au ZnO.

Caractéristiques	Disques	Boîtiers plastique	Boîtiers métallique
diamètre du disque	5 à 20 mm	25-32 mm	25 à 40 mm
onde de choc : jusqu'à	6,5 kA	25 kA	40 kA
tension de service	16 à 2 000 V	185 à 1 000 V	110 à 2 000 V
énergie absorbée : jusqu'à	500 J	1 700 J	5 000 J
coefficient de température	$< -0{,}5.10^{-3}$/°C	$< -0{,}5.10^{-3}$/°C	$< -0{,}5.10^{-3}$/°C
temps de réponse	< 25 ns	< 25 ns	< 26 ns
tolérance	± 10 %	± 10 %	± 10 %
plage de température	− 40 + 85 °C	− 40 + 85 °C	− 40 + 85 °C

Utilisations
Tous les problèmes de protection :
Stabilisation d'une tension
Écrétage d'une tension à une valeur fixe
Absorption d'énergie commutée
Écrétage d'une onde de choc.

Norme : N.F.C. 93 277.

ÉLÉMENTS NON LINÉAIRES

4. RÉSISTANCES VARIABLES AVEC LE CHAMP MAGNÉTIQUE (M.D.R. - MAGNÉTORÉSISTANCES)

Ce sont des sondes en antimoniure d'indium dont la résistance augmente en fonction du champ magnétique, quel qu'en soit le sens. Pour toute valeur de ce champ magnétique, il y a proportionnalité entre le courant et la tension: la sonde se comporte comme une résistance purement ohmique.
Le champ magnétique doit être appliqué perpendiculairement à la surface de la plaquette; les lignes de courant dans le semiconducteur sont déviées d'un certain angle (angle de Hall). Pour une induction de 1 tesla, la valeur de cet angle est de 30°; la résistance du semiconducteur augmente.
Cette variation est proportionnelle au carré de l'induction magnétique B en dessous de 0,3 T; puis elle devient linéaire et ce jusqu'à 10 T. Pour une induction de 1 T, la résistance augmente entre 6 et 18 fois, par rapport à l'absence de champ magnétique. Ces résistances sont utilisables jusqu'à 1 GHz.
Si le champ magnétique est appliqué parallèlement à la sonde, la variation de résistance est nulle.
Ces sondes sont utilisables entre $-60\,°C$ et $+95\,°C$.
La variation de résistance peut être produite par un électroaimant ou par un aimant permanent dont la position varie par rapport au semiconducteur.

5. GÉNÉRATEURS A EFFET HALL

Une différence de potentiel U_2 apparaît entre les bornes 3 et 4 d'une plaquette dans laquelle circule longitudinalement un courant de commande i_1, lorsque la plaquette est soumise perpendiculairement à un champ magnétique B.

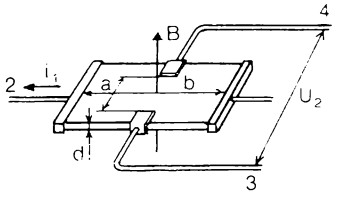
$$U_2 = Rh/d \cdot i_1 \cdot B.$$

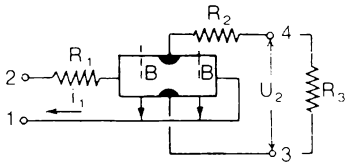
Rh est la constante de Hall.
d l'épaisseur de la plaquette (environ 0,1 mm).
Le semiconducteur doit avoir une constante de Hall élevée (une faible concentration des porteurs), une résistivité faible (une grande mobilité des porteurs) et un coefficient de température le plus stable possible. Les composés inter-métalliques donnent de bons résultats.
Le courant de commande i_1 ne doit pas échauffer la plaquette de plus de 10 à 15 °C.
Sur les catalogues on indique :

— le champ Bh pour lequel la caractéristique est linéaire entre 0 et Bh;
— la tension de Hall et la résistance de charge optimale R_3 pour une bonne linéarité;
— l'impédance interne de commande (entre 1 et 2) dépend du champ B, elle varie dans le rapport 1 et 1,5 lorsque B passe de 0 à 1 T;
— l'impédance interne de Hall (entre 3 et 4) augmente dans la même proportion que l'impédance de commande, en fonction de B.

Utilisations

Le courant de commande i_1 est maintenu constant; la tension de Hall mesure le champ magnétique. (Mesure du champ dans les entrefers pour des circuits de commande d'appareils industriels.)
La tension de Hall est influencée par un champ variable; le courant continu de commande est transformé en tension alternative proportionnelle au champ variable (modulateur de Hall).
Conversion d'un courant de commande variable et d'un champ magnétique variable en une quantité électrique proportionnelle (multiplicateur de Hall) mesure d'une puissance, couple d'un moteur à courant continu, produit ou quotient de grandeur physiques qui deviennent des courants électriques proportionnels.





ACCUMULATEURS ET PILES

1. ACCUMULATEURS AU PLOMB

Ce sont des générateurs chimiques réversibles: en charge ils accumulent de l'énergie qu'ils restituent pendant la décharge.

Formé :

— de plaques positives en plomb antimonié renfoncées par des nervures et bourrées de minium (Pb_3O_4) malaxé d'un liant tel que l'acide sulfurique ou le sulfate d'ammonium;

— de plaques négatives en plomb dont la surface gaufrée est garnie de litharge (PbO);

— de feuilles isolantes et perméables, les séparateurs qui évitent les courts-circuits entre les plaques;

— d'un bac en verre ou en plastique rempli d'une solution d'acide sulfurique (H_2SO_4) à 440 g par litre;

— de deux connecteurs reliant en parallèle les plaques positives d'une part et les plaques négatives d'autre part. On obtient ainsi un élément dont la f.é.m. est de 2 V.

Au cours de la charge de formation, le minium est « peroxydé » en PbO_3, les plaques négatives sont réduites en plomb spongieux Pb.

Au cours de la décharge on constate :

— la réduction de l'anode (+) : $PbO_2 + H_2 \longrightarrow PbO + H_2O$;

— l'oxydation de la cathode (−) : $Pb + \frac{1}{2} O_2 \longrightarrow PbO$

l'accumulateur est déchargé lorsque les électrodes sont symétriques :

$$PbO/H_2SO_4/PbO.$$

Rendement en énergie : $R_W = \dfrac{W' \text{ (décharge)}}{W \text{ (charge)}} = 0{,}7 \text{ à } 0{,}8.$

Énergie emmagasinée environ 15 à 20 Wh par kg.
Ce rendement est obtenu pour une charge et une décharge en 10 heures. Pour une décharge plus rapide le rendement baisse et atteint 40 % pour une heure.

— **Force électromotrice :** au repos 2 V en fin de charge 2,2 V, en fin de décharge 1,8 V; ne pas descendre en dessous car les plaques se sulfatent.

• **Résistance interne :** quelques milliohms.

• **Électrolyte :** $H_2SO_4 + H_2O = 1{,}28$ à pleine charge, 1,20 à mi-charge, 1,10 accu déchargé. L'électrolyte doit toujours recouvrir les plaques.

Densité H_2SO_4 + H_2O	Degrés Baumé	Congélation °C
1,100	13°	– 6 °C
1,125	16°	– 9
1.150	19°	– 13
1,175	21°	– 18
1,200	24°	– 26
1,225	26°	– 36
1,250	29°	– 52
1,275	31°	– 68

Norme : N.F.C. 58 400.

Accumulateurs au plomb sans entretien

L'électrolyte liquide est remplacé par un gel qui ne peut ni couler, ni s'évaporer.
L'accumulateur est fermé par un joint étanche, muni d'une valve de sécurité, En cas de charge incorrecte la pression des gaz soulève la valve de son siège et élimine la surpression, sans aucune fuite d'électrolyte.
Ce type d'accumulateur est très utilisé en automobile et pour l'alimentation des appareils portables.

2. ACCUMULATEURS ALCALINS : CADMIUM-NICKEL

Formé :

— de plaques positives en acier bourrées d'hydroxyde de nickel;
— de plaques négatives en acier bourrées d'hydroxyde de cadmium;
— d'un bac en acier au nickel;
— de l'électrolyte : soude caustique (KOH) solution à 20 %.
Au cours de la charge on a :
Anode au nickel : $Ni(OH)_3$, cathode en cadmium (Cd).
Au cours de la décharge : on a :
Anode au nickel : $Ni(OH)_2$, cathode en cadmium : $Cd(OH)_2$.
Force électromotrice : moyenne 1,2 V, fin de charge 1,6 V, fin de décharge 0,8 V.
Résistance interne : environ 0,5 Ω. Cette valeur plus élevée protège la batterie alcaline d'un éventuel court-circuit.

Avantages : Batterie très robuste, étanche, supporte des intensités de charge et de décharge très importantes sans dommage, peut être abandonnée déchargée sans risque, énergie emmagasinée 20 à 40 Wh/kg.

Inconvénients : Batterie plus coûteuse, d'un rendement plus faible et sensible au dioxyde de carbone de l'atmosphère qui donne des carbonates irréductibles et qui nécessite un changement périodique de l'électrolyte.

3. ACCUMULATEURS A L'ARGENT

Formé :

— de plaques positives en monoxyde d'argent (AgO);
— de plaques négatives en zinc (Zn);
— de l'électrolyte : solution de zincate de potassium (K_2ZnO_2).

Au cours de la charge on a :

anode AgO, électrolyte K_2ZnO_2, cathode Zn.

Au cours de la décharge on a :

anode Ag, électrolyte K_2ZnO_2, cathode $Zn(OH)_2$.

Force électromotrice : moyenne 1,85 V.

— **Avantages :** léger (six fois plus d'énergie à masse égale à la batterie au plomb) rendement élevé (0,90), énergie emmagasinée 70 à 120 Wh/kg, étanches.

— **Inconvénient :** prix très élevé, durée moins longue que les accumulateurs au Cd-Ni.

— Comparaison de l'énergie massique

Accumulateurs :

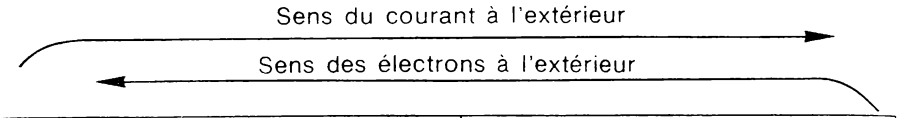
au plomb : 15 à 20 W/kg
au cadmium-nickel : 20 à 40 W/kg
à l'argent : 70 à 120 W/kg.

4. PILE A COUPLE Zn—C

La plus utilisée est la pile Leclanché, elle comprend :

— électrode positive : bâton de charbon des cornues (C);
— dépolarisant : bioxyde de manganèse (MnO_2);
— électrolyte : chlorure d'ammonium gelifié (NH_4Cl_2);
— électrode négative cuve de zinc (Zn).

Fonctionnement :



+	−
$\boxed{C} \longleftarrow NH_4^+$	$Cl^- \longrightarrow \boxed{Zn}$
Au voisinage de l'électrode + $2NH_4^+ + 2e \longrightarrow NH_3 + H_2$ Dépolarisation : $H_2 + 2MnO_2 \longrightarrow H_2O + Mn_2O_3$	Le zinc cède des électrons plus facilement que les ions Cl^- $Zn \longrightarrow Zn^2 + 2e$

La cathode est essentiellement un accepteur d'électrons; anode et cathode sont réunies intérieurement par une liaison ionique; c'est dans l'électrolyte que se déplacent les ions sous l'influence du champ électrique.
Le dépolarisant agit lentement, et c'est pourquoi ces piles sont destinées à un usage intermittent, car la dépolarisation continue à l'arrêt.

— **Force électromotrice** : au début de l'utilisation 1,6 V par élément; la baisse de f.é.m. est lente et continue si l'intensité demandée est en rapport avec la capacité de la pile; elle est dite « épuisée » lorsque la f.é.m. atteint 1 V à 0,90 V (tension d'arrêt).

• **Résistance interne** : dépend de la technologie de fabrication : entre 0,3 et 1 Ω par élément.

• **Capacité énergétique**

Énergie (Wh) = capacité (Ah) × tension moyenne (Um) dépend du type de pile, du régime de décharge et de la tension d'arrêt.

Exemple : pile R6 — 1,5 V.
Décharge continue sur 15 Ω = 0,7 Ah.
Décharge 15 mn par jour sur 15 Ω = 1,5 Ah.
Décharge 4 h/jour sur 120 Ω = 1,8 Ah.

• **Énergie massique** : 60 Wh/kg utilisation normale, 20 à 40 Wh/kg sous un régime sévère.

• **Normalisation CEI des piles rondes 1,5 V** (N.F.C. 59 100 - 59 110 - 59 120).

Modèle	H max	Ø min	Ø max	
R 6	50,5	13,5	14,5	mm
R14	50	24,7	26,2	mm
R20	61,5	32,2	34,2	mm

ACCUMULATEURS ET PILES

Différents modèles.

Selon le volume et la nature du dépolarisant on obtient :

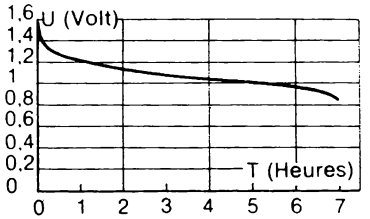
— **les piles pour éclairage** : bon marché, pour utilisation intermittente de courte durée;

— **les piles pour moteurs** : (flashes électroniques, électrophones, magnétophones) faible résistance interne, intensité élevée, utilisation de plus longue durée unitaire.

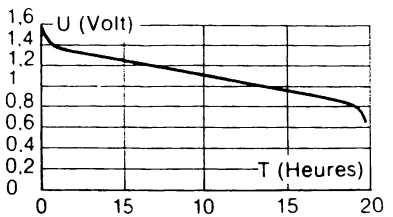
— **Les piles pour radio à transistors** (pendulettes à pile, micro-moteurs de rasoir), faible résistance interne, étanchéité absolue, utilisation de longue durée unitaire sous intensité modérée.

Exemple : caractéristiques de deux piles R 14. Ø 26 mm - h : 50 mm - masse 90 g - tension 1,5 V.

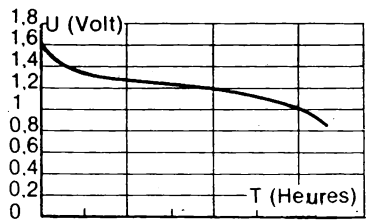
Éclairage	Radio
Résistance interne : 0,4 Ω	0,3 Ω
Capacité maximale : 3,5 Ah	7,5 Ah
Puissance maximale : 1 W	2,5 W
Intensité de court-circuit : 3 A	5 A
Courbes de décharge :	



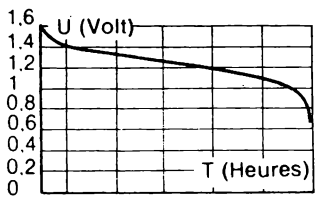
Décharge intermittente sur R = 4 Ω



Décharge intermittente sur R = 4 Ω



Décharge intermittente sur R = 50 Ω



Décharge intermittente sur R = 50 Ω

5. COUPLES ÉLECTROCHIMIQUES MODERNES

Stimulés par l'industrie électronique de nombreux couples électrochimiques ont donné lieu à des réalisations intéressantes.

Piles alcalines au bioxyde de manganèse

Couple Zn—KOH—MnO_2.

Tension à vide : 1,55 V - tension de service : 1,45 V.

Énergie massique : 75 Wh/kg.

Performances : supérieures au couple Zn—C.
Peuvent être rechargées à condition que la décharge ne dépasse pas 20 à 30 % de la capacité de la pile et que la tension de charge soit limitée à 1,7 V max.

Piles alcalines à l'oxyde de mercure

Couple Zn—KOH—HgO le mécanisme de la réaction s'entretient par l'égalité :

$$Zn + HgO + H_2O = Hg + Zn(OH)_2.$$

Tension à vide : 1,35 V, tension de service : 1,25 V.

Énergie massique : 100 Wh/kg.

Performances : capacité élevée sous un faible volume étanche, admet des courants de décharge élevés, utilisation entre $-20\,°C$ et $+70\,°C$.
Outre les modèles normalisés la pile au mercure est fabriquée sous la forme « bouton » pour les appareils miniatures : capacité 190 mAh.

Piles alcalines à l'oxyde d'argent

Couple Zn—KOH—Ag_2O.
Tension à vide 1,55 V, tension de service : 1,45 V.
Énergie massique : environ 100 Wh/kg.
Performances : courbe de décharge plate, pratiquement constante.

Piles au lithium

Il s'agit d'une vaste famille qui comprend les variantes suivantes :

Couple : lithium - bioxyde de soufre (Li—SO_2)

Anode : $2Li \longrightarrow 2Li^+ + 2e^-$.
Cathode : $2SO_2 + 2e^- \longrightarrow S_2O_4^-$
Pile : $2Li + 2SO_2 \longrightarrow Li_2S_2O_4$

ACCUMULATEURS ET PILES

Tension à vide : 2,8 V, tension de service : 2,5 V.
Énergie massique : environ 400 Wh/kg, soit 6,5 fois le couple Zn—C.
Performances : durée de vie en stockage : 10 ans.
Gamme de température : −50 à +70 °C, outre les piles normalisées est fabriquée sous la forme bouton miniature.

Couple : lithium - bioxyde de manganèse (Li—MnO_2)

Tension à vide : 3 V.
Pile bouton de 200 mAh sous 100 µA pour montres, calculettes, conservation des mémoires.

Couple : lithium - bisulfate de plomb

Tension à vide : 1,5 V.
Pile bouton de 200 mAh, admet des impulsions de courant de 500 µA, pour montres et appareils de photo; remplace les piles à l'oxyde d'argent.

Couple : lithium - chromate d'argent

Tension à vide : 3,1 V.
Piles spéciales pour stimulateurs cardiaques à très haute fiabilité, capacité 5 Ah.

Couple : lithium - chlorure de thionyle

Tension à vide : 3,5 V.
Piles militaires et pour balises en mer, admettent des courant de décharge jusqu'à 1 A, température minimale −30 °C.

Couple : lithium - oxyde de cuivre

Tension à vide : 1,5 V.
Piles à forte densité d'énergie, température maximale +150 °C, pour l'industrie et les utilisations militaires.

Tableau comparatif entre les principaux couples

Piles couples	R6	R14	R20 CEI
Zn — C	1,2 Ah	3,5 Ah	7,5 Ah
Alcalines MnO_2	1,6 Ah	4,5 Ah	9,5 Ah
Mercure Zn	2 Ah	6 Ah	13 Ah
Lithium	8 Ah	25 Ah	50 Ah

6. PILES SPÉCIALES EN ÉTUDE

Piles au chlorure d'argent (amorçables à l'eau de mer)

— Électrodes : magnésium et chlorure d'argent.
— Amorçage : en trempant la pile dans l'eau de mer.
— Utilisées dans les balises de détresse pour l'aviation et pour la marine.

Générateur zinc-air

Anode : oxydation de zinc :

$Zn + 2(OH)^- \longrightarrow ZnO + H_2O + 2e^-$

$Zn + 4(OH)^- \longrightarrow Zn(OH)_4^{-2} + 2e^- \quad E_{eq} = -1{,}36$ V.

Cathode : réduction de l'oxygène de l'air sur du carbone activé :

$$O_2 + H_2O + 2e^- \longrightarrow HO_2^- + OH^- \quad E_{eq} = 0{,}04 \text{ V}.$$

— Électrolyte : solution alcaline concentrée.
— f.é.m. = 1,40 V, tension en charge = 1 V sur 2 Ω.
— Donnent une forte énergie massique et volumique, une tension stable au cours de la décharge et un fonctionnement satisfaisant à basse température.

En étude : générateur 4 dm^3 de 6 kg donnant 1 kWh sous 10 V pendant 100 h, soit 10 W en puissance continue et 35 à 40 W en pointe.

Piles à combustible

C'est le couplage électrochimique d'un système oxydant et d'un système réducteur. En circuit ouvert l'électrode à hydrogène se conduit comme une électrode réversible aux ions H^+, tandis que l'électrode à oxygène fonctionne comme une électrode réversible par rapport aux ions OH^-; il apparaît aux bornes la tension correspondant à la réaction de formation de l'eau à partir de ses ions. Soit :

Électrode à oxygène (+) :

$$O_2 + 2H_2O + 4e^- \longrightarrow 4OH^-.$$

Électrode à hydrogène (−) :

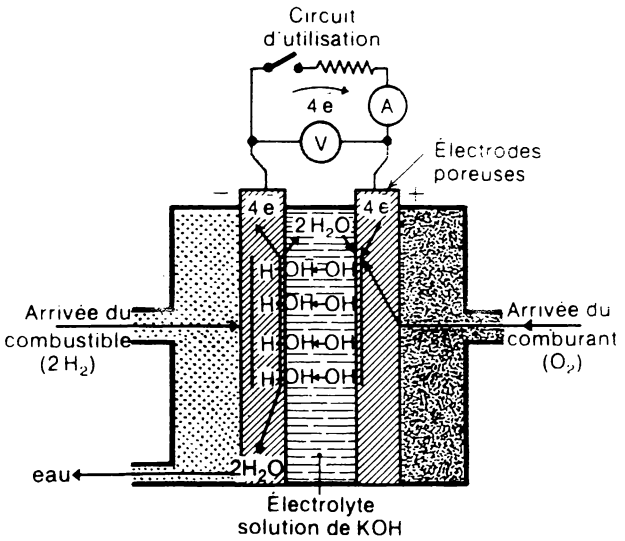
$$2H_2 + 4OH^- \longrightarrow 4HO + 4e^-.$$

Réaction globale :

$$2H_2 + O_2 \longrightarrow 2H_2O + \text{énergie électrique}.$$

— Électrolyte : solution de KOH (soude caustique).
— f.é.m. = 1,23 V par élément.
La polarisation de l'élément réduit l'énergie de la réaction.
La dépolarisation est effectuée par l'action catalytique des électrodes, afin d'accroître la vitesse des processus électrochimiques et augmenter la puissance massique de l'élément.

ACCUMULATEURS ET PILES



La tension aux bornes en charge dépend du dépolarisant et entraîne la valeur du rendement : pour 0,7 à 0,8 V le rendement global est de l'ordre de 70 %, pour 0,55 V il est seulement de 50 %. Le rendement augmente avec la température pour être maximal entre 80 °C et 100 °C.
Puissance massique : entre 0,2 kW/kg et 0,5 kW/kg.
Consommation : 40 à 60 g d'hydrogène par kW/h, utilisation de l'oxygène de l'air comme carburant.
Sur certains modèles, les cathodes sont en charbon actif argenté sur grilles de nickel et les anodes sont en charbon actif palladié sur grilles de nickel.

7. D.D.P. DE CONTACT

En fixant ensemble deux conducteurs de métaux différents on constate une d.d.p. de contact. Par rapport à l'ion d'hydrogène les métaux se classent en électronégatifs et en électropositifs. Ce sont par ordre croissant :

Électronégatifs

Mg : − 1,55 V	Zn : − 0,765 V	Cr : − 0,29 V
Al : − 1,28 V	Fe : − 0,43 V	Ni : − 0,23 V
Mn : − 1,07 V	Cd : − 0,40 V	Sn : − 0,19 V
		Pb : − 0,14 V

Électropositifs : Cu : + 0,335 V
Hg : + 0,75 V
Ag : + 0,79 V
Pl : + 0,86 V
Au : + 1,08 V.

Par exemple :

— un contact Al(−1,28 V) Fe(−0,43 V) donne une f.é.m. de contact de 0,85 V (fabrication de châssis);
— un contact Cu(+0,335 V) Au(+1,08 V) donne une f.é.m. de 0,745 V. (Dorure des circuits imprimés.)

Lors de la conception des appareils, on doit éviter de mettre en contact des métaux donnant une f.é.m. élevée.
En présence d'humidité atmosphérique une électrolyse se produit et le métal le plus négatif est attaqué.
La dorure des circuits imprimés doit être suffisamment épaisse sans quoi le cuivre est attaqué sous la couche d'or. Par contre, lors du nickelage du cuivre, c'est le nickel superficiel qui est attaqué.

8. EFFET THERMO-ÉLECTRIQUE

Le pouvoir thermoélectrique de deux conducteurs en contact est :

$$Q = (\alpha_1 - \alpha_2)\,T.I.$$

$\alpha_1 \alpha_2$: les pouvoirs thermoélectriques des deux conducteurs.
T : la température de la jonction.
I : l'intensité dans le circuit.
Q : la puissance thermoélectrique.
En chauffant une soudure de thermocouple on produit un courant dans le circuit extérieur. En faisant passer un courant dans un pont de thermocouples on réalise une pompe à chaleur (effet Peltier); la soudure froide fournit des frigories qui sont évacuées par la soudure chaude sous forme de calories.

RADIOÉLECTRICITÉ

1. RAYONNEMENT ÉLECTROMAGNÉTIQUE

Rappel des unités

Le rayonnement électromagnétique est caractérisé par sa fréquence ou par sa longueur d'onde.

Longueur d'onde :

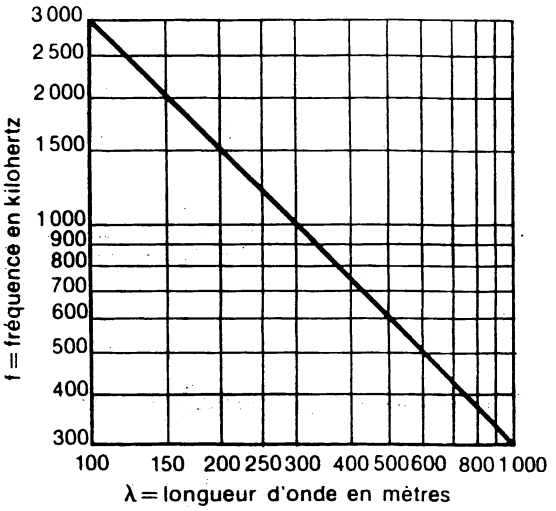
$$\lambda = cT \quad \text{ou} \quad \lambda = \frac{c}{f}$$

λ : longueur d'onde en m.
c : vitesse de propagation du rayonnement égal à la vitesse de la lumière = 300 000 000 m par seconde.
T : durée d'une période $= \frac{1}{f}$.
f : fréquence du rayonnement en hertz.

Pratiquement :

$$\lambda \text{ en m} = \frac{300\,000}{f \text{ en kHz}}$$

ω = pulsation $= 2\pi f$.



Facteurs de conversion pour l'emploi du graphique

Fréquence en KHz	Multiplier f par :	Multiplier λ par :
30 – 300	0,1	10,0
300 – 3 000	1,0	1,0
3 000 – 30 000	10,0	0,1
30 000 – 300 000	100,0	0,01
300 000 – 3 000 000	1 000,0	0,001
3 000 000 – 30 000 000	10 000,0	0,0001

2. CLASSIFICATION DU RAYONNEMENT ÉLECTROMAGNÉTIQUE

Ondes décakilométriques :

de 100 à 10 km — f de 3 à 30 kHz (VLF)

Ondes kilométriques :

de 10 à 1 km — f de 30 à 300 kHz (LF)

Ondes hectométriques :

de 1 km à 100 m — f de 300 kHz à 3 MHz (MF)

Ondes décamétriques :

de 100 m à 10 m — f de 3 à 30 MHz (HF)

Ondes métriques :

de 10 m à 1 m — f de 30 à 300 MHz (VHF)

Ondes décimétriques :

de 1 m à 0,1 m — f de 300 MHz à 3 GHz (UHF)

Ondes centimétriques :

de 0,1 à 0,01 m — f de 3 à 30 GHz (SHF)

Ondes millimétriques :

de 0,01 m à 0,001 m — f de 30 à 300 GHz (EHF)

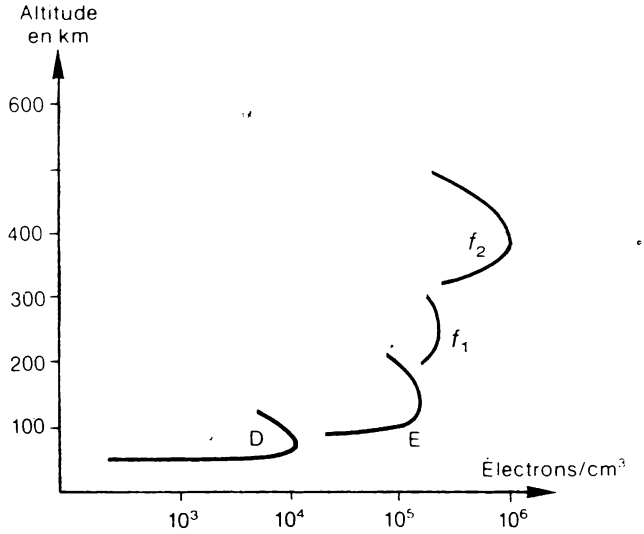
entre parenthèses les abréviations américaines qui ne sont guère utilisées en France que pour les VHF et UHF en télévision.

3. PROPAGATION DES ONDES ÉLECTROMAGNÉTIQUES

Par onde de sol : l'absorption dépend de la résistivité du sol; elle est plus importante pour un sol mauvais conducteur et la portée de l'onde de sol est réduite.

Par onde d'espace : elle dépend des réflexions sur les couches ionisées de la haute atmosphère, de la fréquence et de l'heure du jour.

Couches ionisées de la haute atmosphère



Le rayonnement ultraviolet du soleil ionise les atomes de l'air de la haute atmosphère en ions positifs ce qui diminue la constante diélectrique et l'indice de réfraction du milieu.
Les ondes sont absorbées ou réfractées selon leur fréquence et leur angle d'arrivée.
Leur réflexion est plus facile pour les fréquences les plus basses et pour un angle d'incidence plus grand. Les fréquences élevées traversent les couches ionisées vers la verticale.

— **Couche E** vers 110 km - existe de jour et de nuit, sa densité est moindre la nuit. Une couche Eusporadique se forme vers les pôles.

— **Couche F** vers 250 km - se dédouble en été : $F_1 = 250$ km et $F_2 = 400$ km - existe de jour et de nuit, mais avec de grandes variations de densité.

— **Couche D** entre 60 et 90 km - existe le jour seulement. Elle réfléchit les ondes longues et absorbe les ondes moyennes.
La densité des couches dépend de l'activité solaire.

Propagation en fonction de la fréquence

Ondes longues

Elles sont peu influencées par la nature du sol; elles se réfléchissent sur la couche D le jour et sur la couche E de nuit. Leur réception à grande distance est stable et n'est pas influencée par les obstacles dont les dimensions sont petites devant la longueur d'onde.
Entre 10 et 30 kHz : atténuation de l'énergie en fonction du carré de la distance, sans tenir compte de la courbure de la terre. La propagation s'effectue entre le sol et les couches ionisées de la haute atmosphère, comme entre les armatures d'un condensateur. On y rencontre

— les stations communicant avec les sous-marins atomiques en plongée plongée dans toutes les mers du globe;
— le système de radionavigation comportant 8 stations réparties sur la surface du globe et permettant à un navire ou à un avion de faire le point exact en tout lieu.
Ces stations sont très puissantes (plus de 1000 kW) et ne peuvent communiquer qu'en signaux codés.
Entre 150 et 300 kHz : « ondes longues » ou « grandes ondes », se propagent régulièrement de jour et avec un léger renforcement de nuit. Chaque émetteur occupant un spectre de 9 kHz, il n'y a de la place théoriquement que pour 16 émetteurs dans une même zone. Ces émetteurs généralement très puissants (jusqu'à 2000 kW) couvrent de grandes surfaces.

Ondes moyennes entre 520 et 1600 kHz

ou petites ondes soit 120 canaux de 9 kHz.

— **Le jour** onde de sol seule; l'affaiblissement est plus rapide pour les longueurs d'ondes les plus petites. Les propriétés du sol sont importantes : exemple : un émetteur de 1 kW sur 600 m, donne à 100 km un champ de 20 μV/m sur terrain mauvais conducteur et 800 μV/m sur terrain bon conducteur. Et pour une $\lambda = 300$ m, on obtient respectivement 3 et 250 μV/m.
La visibilité radio en direct est fonction du rayon de la terre et de la hauteur des antennes d'émission et de réception, sans obstacles intermédiaires :

$$d = 4{,}1\left(\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}\right)$$

d : visibilité radio en km.
h_1 et h_2 : hauteur des antennes d'émission et de réception en m.

— **La nuit** l'énergie haute fréquence est réfléchie par les couches E et F à condition que l'angle d'incidence soit relativement grand en fonction de la fréquence. Les ondes reviennent sur terre à une **« distance de saut »** de l'émetteur (skip distance).
On rencontre en partant de l'émetteur une zone de réception directe (environ 100 km), une zone de silence et une zone de réception indirecte (environ 350 km). Les rayonnements réfléchis sont instables en amplitude et en phase, c'est le **« fading »**. Il peut être régulier, lent, rapide, irrégulier, sélectif ou déformant.

Ondes décamétriques métriques et décimétriques

— **Entre 3 et 30 MHz** successivement on rencontre :

• les « **ondes tropicales** » entre 3 et 6 MHz qui se propagent approximativement comme les « ondes moyennes » avec une distance de saut qui augmente avec la fréquence;

• les « **ondes courtes** » entre 6 et 30 MHz qui ont donné lieu à des études très poussées surtout pour les utilisations militaires à grande distance. Plus la fréquence augmente, plus la réflexion s'effectue sur des couches ionisées élevées, dont l'altitude est variable selon les saisons, le jour et la nuit.

En résumé :

— entre 10 et 20 m (30 et 15 MHz) « **ondes de jour** », on obtient les meilleures réceptions à grande distance lorsque l'émetteur et le récepteur sont éclairés par le soleil;
— entre 20 et 30 m (15 et 10 MHz) « **ondes mixtes** » pour les meilleures réceptions lorsque l'émetteur est dans le jour et le lieu de réception dans la nuit, ou inversement;
— entre 30 et 60 m (10 et 5 MHz) « **ondes de nuit** » pour lesquelles la réception n'est possible à grande distance que lorsqu'il fait nuit aux lieux d'émission et de réception.

Par exemple pour recevoir New York à Paris dans les meilleures conditions on doit le chercher dans la bande des 16 ou 19 m vers 14 heures à Paris (8 h à New York), puis « passer » sur 25 m vers 19 heures, à la tombée de la nuit à Paris, pour terminer sur 41 m vers 24 heures (18 h à New York).
C'est pourquoi les stations O.C. modifient leur longueur d'onde en fonction de l'heure et du pays auquel est destinée l'émission, pour permettre une réception plus aisée, ou même possible, pour l'auditeur concerné.

— Au-delà de 30 MHz
Les réflexions disparaissent au-delà de 30 MHz, seule la propagation directe subsiste. Plus la fréquence augmente, plus les obstacles sur le sol prennent de l'importance et plus la propagation est comparable à celle d'un rayon lumineux.
Cependant dans les basses couches de l'atmosphère les ondes sont incurvées vers le sol; l'horizon radio est reporté au-delà de l'horizon optique (relais transhorizon ou troposphérique).
Vers le début de l'été lorsque le rayonnement solaire est particulièrement intense, on observe des réceptions sporadiques à grande distance.

Champ minimal pour une bonne réception

— Ondes longues : 3 mV/m.
— Ondes moyennes : 1 mV/m.
— Ondes courtes : 0,5 mV/m.
— Ondes métriques : 0,25 mV/m bandes FM et TV I
0,60 mV/m bande III TV.
— Ondes décimétriques : 2 à 3 mV/m bandes IV et V TV.

4. ALLOCATION DES FRÉQUENCES POUR LA RADIODIFFUSION, LA TÉLÉVISION ET LES AMATEURS

Conférence de Genève 1979

Le monde est divisé en trois zones :

Région 1 : Europe, URSS, Afrique.

Région 2 : Amérique Nord et Sud, Pacifique du Nord-Est.

Région 3 : Asie (sauf URSS), Australie, Nouvelle-Zélande, Pacifique (reste).

Région 1

— Bandes radiodiffusion
Kilométriques et hectométriques :
G.O. : 150-285 kHz : 2 000 m-1 052 m.
P.O. : 525-1 605 kHz : 570 m-187 m.

— Bandes tropicales
Décamétriques :
120 m : 2 300-2 498 kHz.
90 m : 3 200-3 400 kHz.
75 m : 3 900-4 000 kHz.
60 m : 4 750-5 060 kHz.

— Bandes radio-amateurs
Décamétriques :
160 m : 1 810-1 850 kHz.
80 m : 3 500-3 800 kHz.
40 m : 7 000-7 100 kHz.
29 m : 10 100-10 150 kHz.
20 m : 14 000-14 350 kHz.
16 m : 18 068-18 168 kHz.
13 m : 21 000-21 450 kHz.
12 m : 24 890-24 990 kHz.
10 m : 28 000-29 700 kHz.

Métriques et centimétriques :
2 m : 144-146 MHz.
0,7 m : 430-440 MHz.
0,25 m : 1 215-1 300 MHz.
0,12 m : 2 300-2 450 MHz.
0,05 m : 5 650-5 850 MHz.
0,03 m : 10 000-10 500 MHz.
0,015 m : 21 000-22 000 MHz.
Talkies-Walkies : 26 100-27 500 kHz.

— Bandes ondes courtes
Décamétriques :
49 m : 5 950-6 200 kHz.
41 m : 7 100-7 300 kHz.
31 m : 9 500-9 900 kHz.
25 m : 11 650-12 050 kHz.
21 m : 13 600-13 800 kHz.
19 m : 15 100-15 600 kHz.
16 m : 17 550-17 900 kHz.
13 m : 21 450-21 850 kHz.
11 m : 25 670-26 100 kHz.

— Télévision. Modulation de fréquence
TV bande I : 47-68 MHz.
Radio FM bande II : 87,5-104 ou 108 MHz.
TV bande III : 174-230 MHz.
TV bandes IV et V : 470-860 MHz.
Radio-TV satellites : 10 700-12 500 MHz.

— Radars
Bande P : 300 MHz-1 m.
Bande L : 1,2 GHz-0,25 m.
Bande S : 3 GHz-0,10 m.
Bande C : 5/7 GHz-0,06-0,04 m.
Bande X : 10 GHz-0,03 m.
Bande Ku : 12/17 GHz-0,025-0,017 m.
Bande K : 30 GHz-0,01 m.

5. MODULATION AM ET FM

Le signal B.F. peut moduler la H.F. de l'émetteur de plusieurs façons. L'onde porteuse (H.F.) de pulsation ω est représentée par une tension

$$e = A \cos(\omega t + \Phi)$$

ses caractéristiques peuvent être modifiées en agissant :

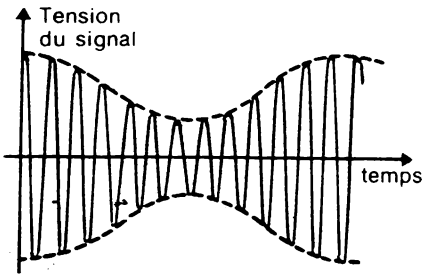
— sur A, ce qui correspond à la modulation d'amplitude (A.M.);
— sur ω, pour la modulation de fréquence (F.M.);
— sur Φ, pour la modulation de phase; ce type de modulation n'est pas utilisé pour la radiodiffusion sonore.

Modulation d'amplitude (A.M.)

Dans la modulation d'amplitude l'onde a une fréquence fixe, mais son amplitude varie suivant la bande des fréquences acoustiques à transmettre. Le taux de modulation représente le rapport entre l'amplitude de l'enveloppe et l'amplitude de l'onde porteuse. Si :

a = l'amplitude constante de l'onde porteuse,
b = l'amplitude de l'enveloppe représentant la modulation, c'est-à-dire l'oscillation basse fréquence superposée à l'onde porteuse, le taux de modulation k s'exprime par :

$$k = \frac{b}{a}.$$



Lorsque $b = a$, la modulation est de 100 %.
Une onde entretenue modulée peut être considérée comme la somme algébrique de trois ondes entretenues :
Une onde porteuse d'amplitude a, dont l'expression est : $a \sin \Omega t$.
Deux ondes latérales d'amplitude égale à ka et de fréquences respectives :

$$\frac{\Omega - \omega}{2\pi} \text{ et } \frac{\Omega + \omega}{2\pi}$$

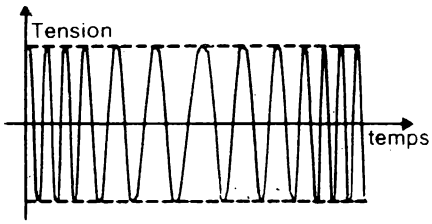
et exprimées par les équations ci-après : $\frac{ak}{2} \cos(\Omega - \omega)\, t$ et $\frac{ak}{2} \cos(\Omega + \omega)\, t$.

Les émetteurs G.O. - P.O. et O.C. doivent limiter leur largeur de bande à 9 kHz par suite des accords internationaux. De ce fait la modulation B.F. est limitée à 4 500 Hz. Ce ne sont pas des émissions à haute fidélité.
La fréquence de variation de l'enveloppe (*b*) est celle de la modulation B.F.
La puissance du signal est donnée par l'amplitude de l'onde porteuse (*a*).

Modulation de fréquence (F.M.)

Elle consiste à faire varier la fréquence d'émission (H.F.) selon la modulation B.F. Cette variation de fréquence est obtenue en agissant sur la capacité ou sur l'inductance du circuit oscillant d'émission.

$$\Delta f = \frac{\Delta C}{4\pi\sqrt{LC^3}}, \quad \Delta f = \frac{\Delta L}{4\pi\sqrt{L^3C}}.$$



La largeur de bande occupée par une onde modulée en fréquence est :

$$2(m+1)F$$

m = indice de modulation. F = fréquence maximale à transmettre (B.F.).
Pour une émission à haute fidélité de 30 à 15 000 Hz, l'amplitude maximale de la déviation correspond à ±75 kHz; la largeur du canal d'émission est de 200 kHz. C'est pourquoi ces émetteurs sont situés dans des bandes de fréquences élevées (87,5 à 100 MHz).
La vitesse de variation de fréquence correspond à la fréquence B.F. à transmettre. L'amplitude de la variation de fréquence est fonction de la puissance du signal.
Avantages de la modulation de fréquence.
Bande de fréquence plus étendue : 30-15 000 Hz contre 30-4 500 Hz par suite de la réglementation internationale et de la fréquence d'émission :

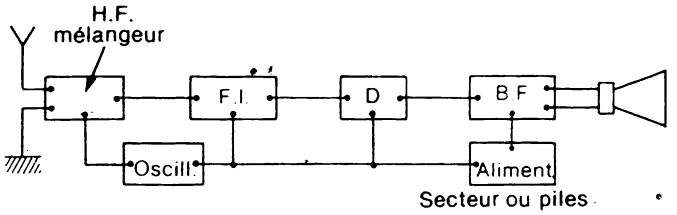
— Possibilité de limiter les parasites d'une façon efficace.
— Bruit de fond réduit : $\frac{D\sqrt{3}}{f}$ plus petit qu'en A.M.

D = déviation maximale. f = fréquence d'émission.
Meilleure reproduction de la dynamique orchestrale. Meilleur rendement de l'émetteur dont l'amplitude du signal est toujours maximale.
Par contre : les récepteurs F.M. sont plus coûteux que les récepteurs A.M. : nécessité d'un étage H.F., démodulateur-limiteur plus complexe, antenne spéciale, fréquences plus élevées, amplificateur B.F. de meilleure qualité.

6. PRINCIPE DU RÉCEPTEUR SUPERHÉTÉRODYNE

Tous les récepteurs construits dans le monde sont du type superhétérodyne. L'amplification directe du signal H.F. jusqu'à la détection a été abandonné, car beaucoup plus complexe pour un même résultat.

Un récepteur est composé des étages suivants :



L'étage H.F. est accordé sur la fréquence de l'émetteur à recevoir; l'oscillateur local est réglé sur une fréquence qui interférant avec la H.F., donne un battement égal à la différence des deux fréquences et correspondant à la valeur normalisée de la fréquence intermédiaire (F.I.).
Les étages F.I. sont donc à accord fixe pour toutes les stations sur toutes les gammes.
La détection est différente selon que la H.F. est modulée en A.M. ou en F.M.
L'amplificateur B.F. fournit la puissance désirée au haut-parleur; il peut être monophonique ou stéréophonique.
L'ensemble est alimenté sur le secteur ou par piles.

7. ÉTAGE OSCILLATEUR-MÉLANGEUR

Les étages H.F. et oscillateur local sont réglés chacun par un condensateur variable, les deux éléments ne forment qu'un ensemble sur le même axe, réalisant la commande unique d'accord.
Le battement entre le signal à recevoir et l'oscillateur local, pour une même valeur de F.I. peut être obtenu de deux façons :

$$F_O - F_A = \text{F.I. (battement supérieur)}$$
$$F_A - F_O = \text{F.I. (battement inférieur).}$$

F_O = fréquence de l'oscillateur. F_A = fréquence à recevoir.
F.I. = fréquence intermédiaire normalisée = 455 ou 480 kHz.

En grandes ondes

On ne peut utiliser le battement inférieur puisque la valeur de la F.I. est plus grande que la fréquence à recevoir, donc :

$$F_O - F_A = F.I.$$

Gamme à recevoir : 150 - 285 kHz.
Gamme oscillateur : 605 - 740 kHz (pour F.I. = 455 kHz).
Rapport des fréquences : $F_A = 285/150 = 1{,}9$; $F_0 = 740/605 = 1{,}22$.

En petites ondes

Battement inférieur

$F_A = 525$ - 1605 kHz.
$F_0 =$ 70 - 1150 kHz.

Rapport des fréquences : $F_A = 1605/525 = 3{,}07$; $F_0 = 1150/70 = 17{,}6$ ce qui est impossible avec un condensateur variable dont le rapport maximal des fréquences d'accord ne peut dépasser 3. Donc on est obligé d'utiliser le battement supérieur.

Battement supérieur

$F_A = 525$ - 1605 kHz.
$F_0 = 980$ - 2060 kHz.

Rapport des fréquences : $F_A = 1605/525 = 3{,}07$; $F_0 = 2060/980 = 2{,}1$.
On remarque que le rapport F_0 est plus petit que F_A pour les deux gammes.

En ondes courtes

On peut utiliser l'un ou l'autre des battements. Par contre, si le condensateur variable oscillateur a une valeur plus petite que le condensateur d'accord, on est obligé de conserver le battement supérieur.

Deuxième battement ou fréquence image

Pour une fréquence de l'oscillateur on peut recevoir en F.I. deux fréquences d'accord :

$$F_A = F_O - F.I. \text{ et } F_A = F_0 + F.I.$$

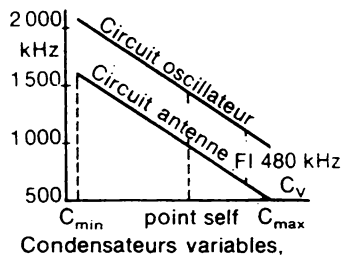
Exemple : F.I. = 455 kHz et $F_O = 1055$ kHz.
$F_A = 1055 - 455 = 600$ kHz et $F_A = 1055 + 455 = 1510$ kHz la différence entre les deux fréquences F_A est égale au double de la valeur F.I. ($455 \times 2 = 910$ kHz). C'est le circuit d'entrée qui doit avoir une sélectivité suffisante pour séparer le signal à recevoir du brouilleur. La valeur de F.I. est élevée pour faciliter cette séparation.

Autres brouillages possibles

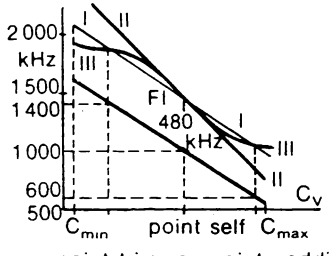
Par un émetteur puissant voisin que l'on reçoit par ses harmoniques.
Par un émetteur puissant voisin en G.O. dont la fréquence est un sous-multiple de la F.I. du récepteur; exemple : F.I. = 455 kHz au voisinage de Luxembourg 232 kHz pour des bobinages F.I. peu sélectifs.
Par des harmoniques de la F.I. interférant avec certains émetteurs.
Par des harmoniques de l'oscillateur interférant avec certains émetteurs et produisant la valeur F.I.
On voit qu'un circuit : accord-oscillateur doit être bien étudié afin d'éviter ces inconvénients. De même la sélectivité du premier étage F.I. doit être poussée.

Réglage de la commande unique

Avec deux condensateurs variables sur le même axe associés à deux bobines on doit obtenir pour toute une gamme une différence de fréquence constante et égale à la valeur de la F.I.
Exemple : gamme P.O., F.I. 480 kHz, deux condensateurs égaux. Comment se rapprocher de la courbe idéale?



Condensateurs variables, antenne et osc. sur le même axe



point trimmer point padding

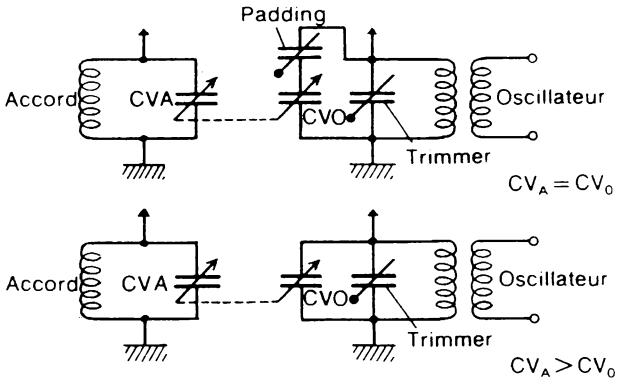
Méthode du réglage en trois points

— **Point « self » :** on calcule les bobinages de façon à obtenir la différence de $F_O - F_A$ au milieu de la plage à couvrir : P.O. à 904 kHz accord soit 1384 kHz oscillateur. La bobine oscillatrice comporte quelques spires de moins que la bobine d'accord.
Si on parcourt la plage ainsi on s'aperçoit que la différence F.I. n'est pas constante; la différence de fréquence est trop grande vers les fréquences élevées de la gamme et trop faible à l'extrémité « basse ».

— **Point « trimmer » ou condensateur parallèle :** on ajoute un condensateur ajustable en parallèle sur le condensateur oscillateur; on augmente ainsi la valeur de capacité et on diminue la fréquence oscillatrice surtout lorsque le condensateur variable est en « haut » de gamme : en P.O. le réglage est effectué à 1400 kHz.

— **Point « padding » ou condensateur série :** on place un condensateur ajustable en série avec le condensateur variable oscillateur. On diminue ainsi la valeur résultante de capacité, surtout en « bas » de gamme et on augmente la fréquence oscillateur : en P.O. ce condensateur est réglé à 574 kHz.
On obtient la courbe III qui recoupe la courbe théorique I en trois points; si les éléments du circuit sont bien étudiés les déréglages entre les trois points sont faibles.
Ce mode de réglage est à adopter pour les récepteurs de qualité ayant plusieurs gammes à recevoir : G.O. - P.O. - O.C.
Pour les récepteurs simples G.O. - P.O. on adopte un groupe de condensateurs variables dont la cage « oscillateur » présente une capacité plus faible que la cage « accord », on supprime ainsi le condensateur série.

Exemples : 200 + 380 pF ou 120 + 280 pF.



Calcul des condensateurs et des bobines

Circuit oscillateur : condensateur variable CV_0 en parallèle avec C_t (trimmer) et en série avec C_p (padding), la capacité effective C_e :

$$C_e = \frac{C_p \cdot C_{VO}}{C_p + C_{VO}} + C_t.$$

Gamme couverte par un condensateur variable

$$\frac{F_1}{F_2} = \sqrt{\frac{CV}{C_0} + 1}$$

F_1 = fréquence maximale. F_2 = fréquence minimale (kHz).
CV = capacité variable utile (pF). C_0 = capacité résiduelle totale (pF).

Bobinage associé au condensateur variable

$$L = \frac{2\,533 \cdot 10^7}{CV}\left(\frac{1}{F_2} - \frac{1}{F_1}\right)$$

L = self induction (μH) - CV = capacité variable utile (pF).
F_1 = fréquence maximale - F_2 = fréquence minimale (kHz).

Réception de la modulation de fréquence (F.M.)

— **Gamme couverte** : 87,5 à 100 MHz officiellement en France 104 et 108 MHz dans certains pays.

— **Valeur F.I. normalisée** : 10,7 MHz.
L'étage H.F. devant l'oscillateur-mélangeur est obligatoire pour éviter le rayonnement de l'oscillateur par l'antenne. Niveau maximal autorisé pour cette perturbation : 44 dB au-dessous de 1 mW.
L'antenne ou le cadre sont remplacés par un doublet d'impédance comprise entre 240 et 300 Ω en fibilaire, ou entre 50 et 75 Ω en coaxial.

— **Accord :**

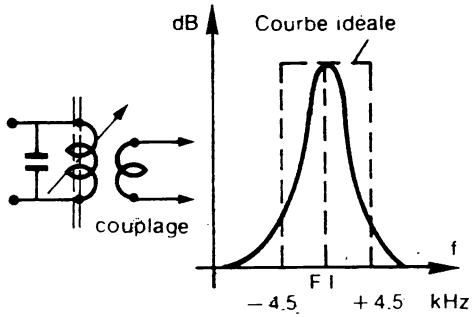
- par condensateurs variables : 14,5 + 14,5 pF;
- par inductances variables;
- par diodes à capacité variable.

8. ÉTAGES FRÉQUENCE INTERMÉDIAIRE (F.I.)

Les étages F.I. comprennent deux transistors et trois bobinages.

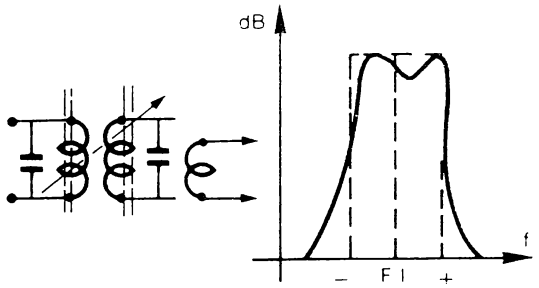
Récepteurs AM simples

Ils sont équipés de circuits accordés simples et d'une bobine de couplage au transistor suivant. Leur courbe de sélectivité à une bosse est pointue. Ce qui n'est pas parfait pour transmettre la modulation B.F. (figure et courbe idéale).



Récepteurs AM de luxe et F.M.

Ils sont équipés de circuits accordés doubles et d'une bobine de couplage.
Les deux bobines sont réglées un peu au-dessus du couplage critique de façon à obtenir deux bosses proches de la courbe idéale. Sa largeur est de 9 kHz en AM et entre 200 et 250 kHz en F.M.
On obtient, ainsi, une meilleure qualité musicale.
La fréquence d'accord est de 455 ou 480 kHz en AM et 10,7 MHz en F.M.



Circuits intégrés

Il existe des circuits intégrés qui groupent tous les étages actifs de l'étage H.F. éventuel, de l'étage oscillateur-modulateur et des étages F.I., en comprenant un circuit de commande automatique de gain (CAG).
Le gain des étages F.I. est compris entre 80 et 100 dB.

9. ÉTAGE DÉTECTION OU DÉMODULATION

En A.M.

La détection est assurée par une diode qui élimine la F.I. et fait ressortir la courbe B.F. Cet étage fournit la tension de CAG pour la F.I.

En F.M.

On rencontre plusieurs types de démodulateurs :

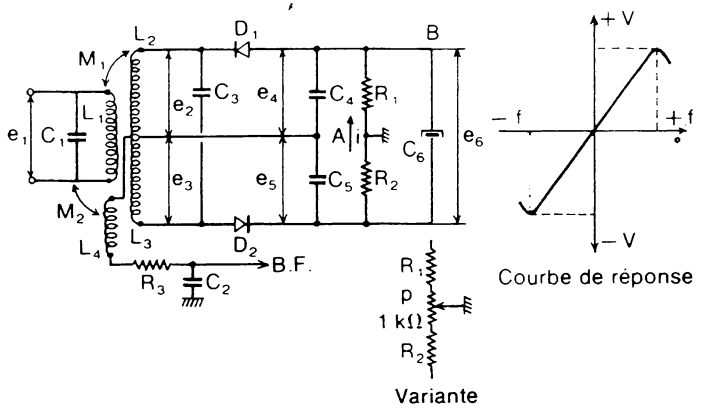
Le discriminateur

Il est de moins en moins utilisé, car il est sensible aux variations d'amplitude et doit être précédé d'un limiteur efficace.

Le détecteur de rapport

Il fournit en sortie une tension B.F. qui **varie en amplitude,** sous l'effet d'une **variation de fréquence** du signal d'entrée. La tension de sortie **varie en fréquence** en fonction de la **vitesse de variation** du signal d'entrée.

C'est le schéma avec couplage magnétique (L_4) qui est le plus utilisé. Les deux diodes sont montées en série et le courant *i* passe toujours dans le même sens dans les résistances de charge (R_1 - R_2).
Signal de fréquence constante - e_1 en entrée, on a au secondaire e_2 et e_3 égales et opposées, redressées par les diodes, on obtient e_4 et e_5 égales et opposées, la tension en A est nulle. La somme $e_4 + e_5 = e_6$ se retrouve aux bornes de $R_1 + R_2$ et de C_6; ce condensateur électrolyte de forte valeur se charge. La constante de temps $(R_1 + R_2)C_6$ est grande devant la fréquence acoustique la plus basse; on obtient un limiteur en amplitude très efficace.
Signal variant en fréquence : Puisque la tension e_6 aux bornes de C_6 est constante, la somme des tensions $e_4 + e_5$ aux bornes de C_4 et de C_5 doit l'être également. Lorsque le signal est modulé en fréquence, le déphasage de la tension aux bornes de L_2 et de L_3 produit un déséquilibre des tensions aux bornes de C_4 et de C_5.

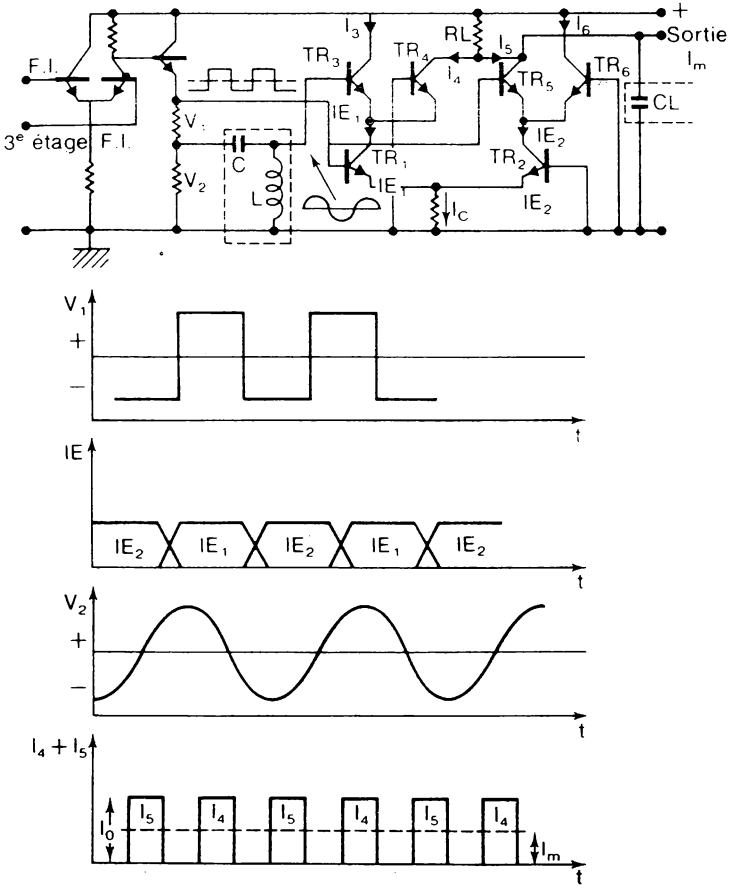


Si la fréquence diminue, C_5 se charge plus que C_4 et inversement si la fréquence augmente. La tension en A varie en fonction du rapport entre les tensions aux bornes de C_4 et de C_5; c'est le signal B.F.
On a vu que l'équilibre du montage peut être obtenu par un potentiomètre de 1 kΩ placé entre R_1 et R_2 dont le curseur est réuni à la masse.
La courbe de réponse du démodulateur doit être bien rectiligne afin d'éviter toute distorsion B.F., sa largeur de bande doit être supérieure à 200 kHz, elle doit atteindre 260 kHz en stéréophonie F.M.

Le discriminateur à coïncidence

C'est le schéma adopté par les circuits intégrés qui comprennent l'étage de démodulation F.M. Comme il n'est pas possible d'intégrer des bobinages et des capacités, il a fallu mettre au point des circuits nouveaux. Ces circuits comprennent généralement, trois étages F.I. amplificateurs-limiteurs, le discriminateur et le préamplificateur B.F.

Le discriminateur à coïncidence est basé sur le principe suivant : sur l'émetteur du dernier étage F.I. on prévoit deux sorties, la première dont la tension V_1 est rectangulaire par l'action du limiteur, la seconde qui est appliquée à un réseau déphaseur L.C. extérieur au circuit intégré; on obtient une tension sinusoïdale V_2. Ces deux signaux sont appliqués aux entrées du discriminateur.



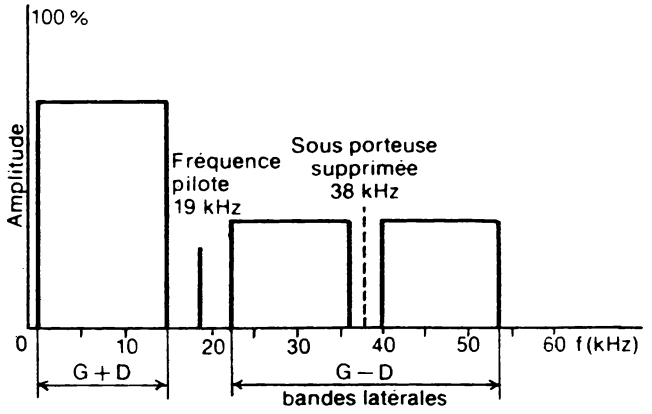
V_1 est le signal F.I. modulé en fréquence et limité; il est appliqué aux bases des transistors TR_1 et TR_2. Le signal V_2 fait conduire alternativement les paires TR_3 - TR_4 et TR_5 - TR_6 il est déphasé de 90° par rapport à V_1 au repos. Comme le signal est modulé en fréquence, le déphasage varie en plus et en moins de 90°, il en résulte à la sortie du discriminateur un signal variable, proportionnel à la différence de phase entre V_1 et V_2. Ce signal est intégré par R_L et C_L qui remplissent les fonctions d'un circuit de désaccentuation B.F.
La valeur moyenne I_m du courant de sortie dépend de l'angle de déphasage φ entre les tensions V_1 et V_2. Si φ augmente, la valeur de I_m augmente et inversement si φ diminue. On obtient ainsi une variation d'amplitude en fonction de cette variation de phase.

10. STÉRÉOPHONE MULTIPLEX F.M.

Radio France et de nombreuses stations libres émettent en stéréo F.M. compatible.

Un récepteur normal monophonique doit recevoir le signal complet : voie gauche + voie droite de la modulation B.F. stéréophonique entre 30 et 15 000 Hz (G + D).

Le signal multiplex est transmis en A.M. superposé à une sous-porteuse de 38 kHz; c'est une modulation G - D (gauche moins droite) également entre 30 et 15 000 Hz qui s'étend donc de 23 à 53 kHz, sans effet sur un récepteur monophonique F.M. A l'émission la sous-porteuse à 38 kHz est supprimée afin d'éviter son influence néfaste sur le signal. Mais une sous-porteuse à 19 kHz est transmise, elle est située entre les deux modulations G + D en F.M. et G − D en A.M.



A la réception le récepteur doit être équipé d'un décodeur et de deux amplificateur B.F. complets. De plus, la bande passante F.I. du récepteur doit être large (260 kHz) et l'antenne doit avoir également une largeur de bande passante suffisante.

Le décodeur peut être basé sur trois principes différents :

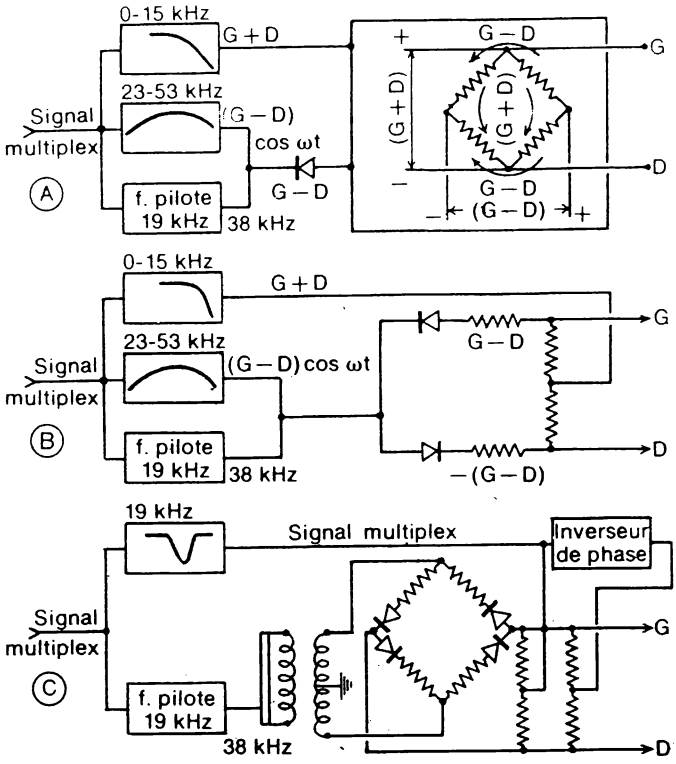
A. Un filtre 0 - 15 kHz isole le signal G + D; un filtre 23-53 kHz sépare le signal $(G-D)\cos \omega t$; la fréquence pilote 19 kHz doublée recrée le signal 38 kHz. Le décodage s'opère dans une matrice à résistance; on réalise la somme et la différence des deux signaux :

$$(G+D)+(G-D)=2G \quad \text{et} \quad (G+D)-(G-D)=2D$$

les signaux G et D sont dirigés vers les amplificateurs B.F. correspondants.

B. La démodulation est réalisée au moyen de deux diodes à polarités inversées; on obtient (G − D) à la sortie de la première et −(G − D) à la sortie de la seconde; puis on les additionne avec (G + D) pour obtenir les deux signaux B.F.

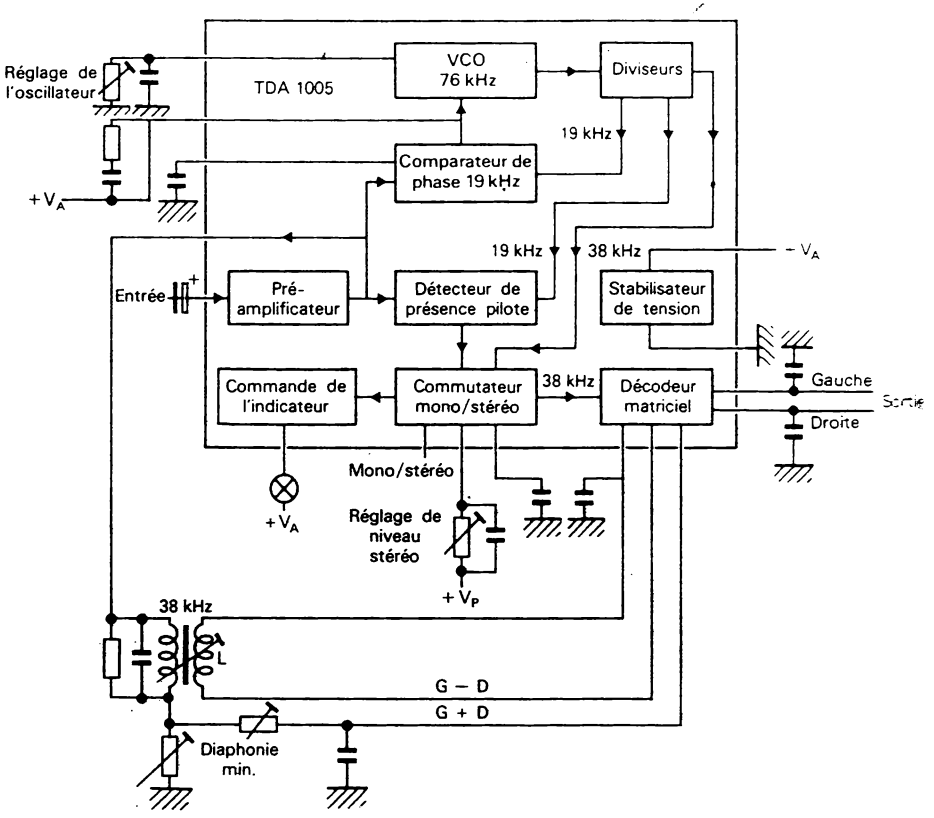
C. On débarrasse le signal multiplex de la fréquence pilote 19 kHz; la fréquence pilote est doublée 38 kHz; on l'ajoute au signal multiplex. Le démodulateur en anneau commandé par la sous-porteuse agit comme un commutateur électronique reliant la voie droite, puis la voie gauche aux sorties correspondantes. L'étage inverseur élimine les imperfections de la commutation. C'est le circuit le plus utilisé. Les diodes étant polarisées dans le sens passant, aucune commutation n'est nécessaire pour passer de « Monophonie » en « Stéréophonie ».



Décodage par circuit intégré

La T.D.A. 1005 pris en exemple est un circuit intégré décodeur utilisant le principe P.L.L. (Phase Locked Loop - boucle à verrouillage de phase) pour effectuer la régénération de la sous-porteuse 38 kHz. Le P.L.L. est composé d'un oscillateur R.C. 76 kHz, d'étages diviseurs et d'un comparateur de phase à 19 kHz. La tension continue issue du comparateur de phase est appliquée à l'oscillateur pour obtenir la phase et la fréquence correctes.

Le détecteur de présence de la fréquence pilote délivre une tension continue si la phase des signaux reçus à 19 kHz est verrouillée. Cette tension commute le décodeur de mono en stéréo.
Les deux composantes G + D (0 à 15 kHz) et G − D (23 à 53 kHz) du signal multiplex sont séparées par le filtre extérieur L.
Le décodeur est composé d'un démodulateur synchrone pour le signal G − D, suivi d'une matrice dans laquelle le signal décodé et le signal G + D sont combinés pour former les signaux G et D désirés.
L'alimentation du circuit intégré est stabilisée pour une parfaite régularité des réglages.



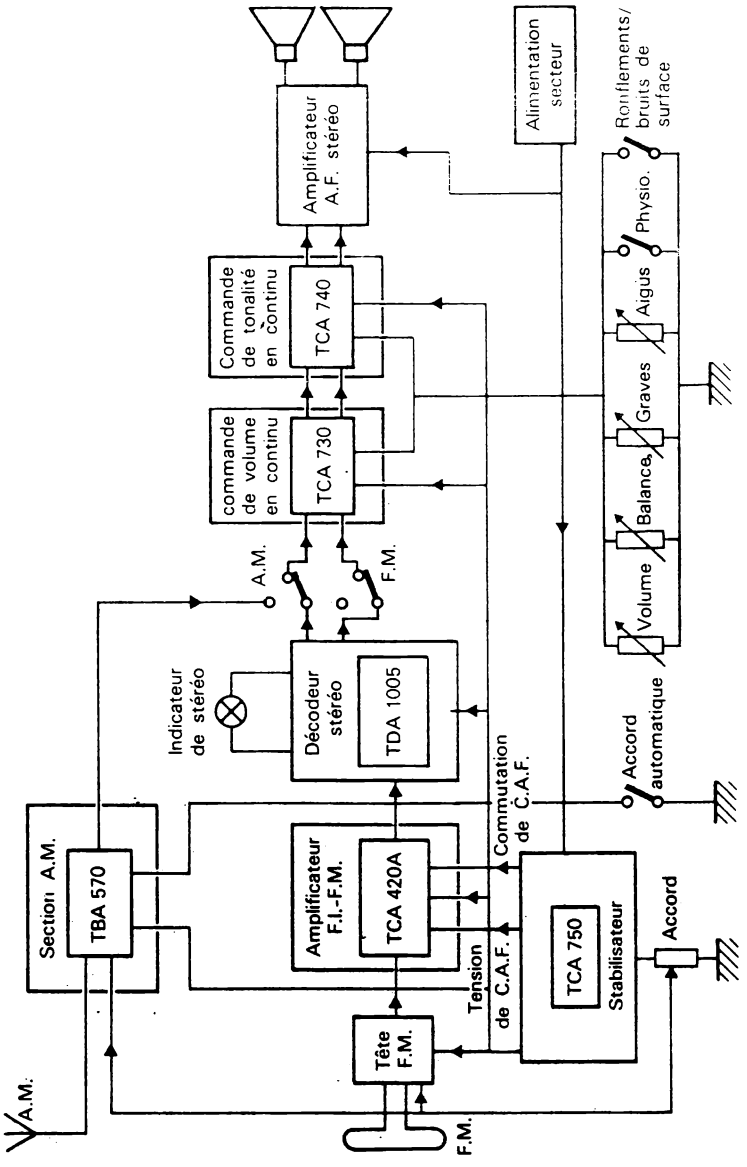
Pour tous ces circuits lorsque l'émission est stéréophonique un voyant s'allume.

11. RÉCEPTEUR A.M.-F.M. A HAUTE-FIDÉLITÉ

Alimenté par le secteur, il comprend (voir figure ci-contre) :

— le sélecteur F.M. accord par diodes à capacité variable;
— le sélecteur A.M. accord par diodes à capacité variable;
— le circuit intégré stabilisateur de la tension de commande, des diodes à capacité variable;
— le clavier d'accord automatique;
— le circuit intégré F.I.-F.M. et démodulateur;
— le circuit intégré F.I.-A.M. et détection;
— le circuit décodeur stéréo;
— le circuit intégré de commande de volume en continu;
— le circuit intégré de commande de tonalité en continu;
— les deux circuits intégrés amplificateurs B.F. de puissance;
— l'alimentation secteur;
— les deux enceintes acoustiques.

Les types de circuits intégrés sont donnés à titre d'exemple, de nombreux autres modèles similaires existent chez les grands fabricants.


A.M.
F.M.
Tête F.M.
Section A.M.
TBA 570
Amplificateur F.I.-F.M.
TCA 420A
Tension de C.A.F.
Commutation de C.A.F.
TCA 750
Stabilisateur
Accord
Accord automatique
Indicateur de stéréo
Décodeur stéréo
TDA 1005
A.M.
F.M.
commande de volume en continu
TCA 730
Commande de tonalité en continu
TCA 740
Amplificateur A.F. stéréo
Alimentation secteur
Ronflements/ bruits de surface
Physio.
Aigus
Graves
Balance
Volume

TÉLÉVISION

1. PRINCIPE

La télévision ou transmission à distance des images animées et des sons correspondants utilise deux voies avec leur porteuse, l'une pour l'image, l'autre pour le son, occupant une certaine bande de fréquence ou canal.
La transmission des images s'effectue en convertissant à l'émission une image optique en signaux électriques proportionnels à la brillance de chacun des points constituant l'image et en les transmettant les uns après les autres sur un canal unique.
A la réception on opère la conversion inverse.
Il convient donc de transmettre, outre la variation de brillance de chaque point en fonction du temps (vidéo) la position de chacun d'eux dans le plan de l'image (synchronisation).

Cycle d'analyse

Sa durée est fonction de la persistance de la sensation lumineuse par l'œil (1/15^{e} s) et de la fréquence du secteur (50 Hz ou 60 Hz); l'analyse complète d'une image dure 1/25^{e} ou 1/30^{e} s; valeur moitié de la fréquence du secteur, supérieure à la persistance rétinienne et pour l'Europe proche de la cadence des images en cinéma (24 images par seconde).
Pour éviter le scintillement de l'image, on analyse d'abord les lignes impaires, puis les lignes paires; c'est le balayage entrelacé; ainsi la fréquence de trame (ou demi-image) est égale à celle du secteur 50 ou 60 Hz. On évite ainsi des interférences entre le secteur et la synchronisation de trame.
L'analyse d'une image s'effectue en partant du haut et à gauche de l'image et en terminant en bas et à droite au moyen d'un certain nombre de lignes successives décalées progressivement vers le bas.

Définition

Le nombre de points d'une ligne détermine la définition horizontale; le nombre de lignes d'une image donne la définition verticale; la dimension idéale d'un point étant un carré, il faut équilibrer les définitions horizontale et verticale en tenant compte du format de l'image : généralement, hauteur = 3 et largeur = 4, format 3/4.
L'angle de résolution de l'œil $\alpha = 1'$ et l'angle φ sous lequel l'image est vue dans sa totalité en hauteur selon la règle des peintres est de 8°40′ déterminent le nombre minimal de lignes d'analyse par image pour une bonne observation : 8°40′/1′ = 520. Les standards modernes ont tous adopté des valeurs supérieures.
Pour effectuer un balayage entrelacé, le nombre de lignes par image doit être impair, de plus, ce nombre doit être décomposable en nombres premiers les plus petits possibles.

$$625\,l = 5 \times 5 \times 5 \times 5$$
$$525\,l = 3 \times 5 \times 5 \times 7.$$

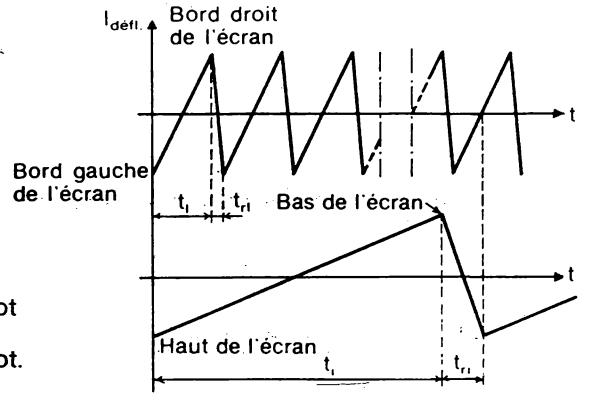
A l'émission en 625 lignes l'oscillateur pilote fonctionne sur 31250 Hz, une division par deux donne la fréquence de lignes 15625 Hz (625 × 25) et quatre divisions par cinq donnent la fréquence de trame : 50 Hz.
En 625 lignes, la définition verticale est donc de 625 points; la définition horizontale doit être de $\frac{625 \times 4}{3} = 830$ points.
Si en analysant une image les points sont alternativement blanc et noir ils sont traduits par un signal électrique (vidéo) carré de fréquence :

$$\frac{830}{2} \times 625 \times 25 = 6{,}5 \text{ MHz}.$$

On adopte une bande passante légèrement inférieure à celle obtenue par ce cas limite : 625 lignes : 5 MHz, 5,5 MHz ou 6 MHz selon les standards.
Si on réduit la bande passante vidéo, on diminue la définition horizontale, sans agir sur la définition verticale imposée par le balayage; le point d'analyse devient rectangulaire et on perd en finesse.

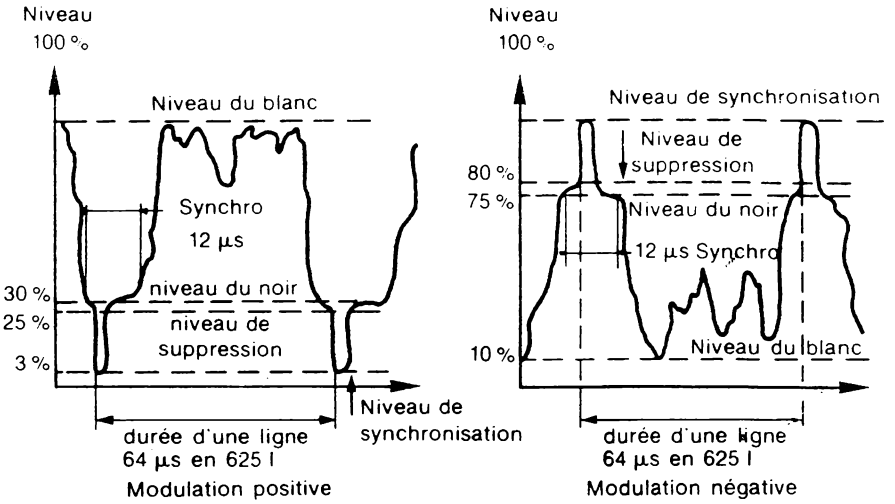
Synchronisation

A la fin de chaque ligne l'émetteur envoie un signal bref destiné à déclencher l'oscillateur de relaxation du récepteur; le spot d'analyse du cathoscope doit, en effet, revenir très rapidement au départ de la ligne suivante à gauche de l'écran.
A la fin de chaque trame, l'émetteur envoie un signal plus long destiné à synchroniser l'oscillateur correspondant du récepteur; le spot d'analyse du cathoscope doit maintenant revenir très rapidement du bas à droite de l'écran en haut et à gauche. En effet, le « top » de trame est associé à un « top » de ligne.
Les deux oscillateurs du récepteur, synchronisés par les « tops » de l'émetteur, fournissent des signaux en dents de scie :



t_l durée d'une ligne
t_{rl} temps de retour du spot
t_i durée d'une trame
t_{ri} temps de retour du spot.

Signal composite : vidéo + synchronisation



Étant donné la largeur de bande occupée par le signal vidéo, on ne peut adopter la modulation de fréquence d'une porteuse H.F. pour le transmettre; en effet le canal hertzien occupé par ce type de modulation doit être au moins quatre fois la valeur de la plus haute fréquence transmise, ce qui est prohibitif. C'est donc la modulation d'amplitude qui est adoptée en ne transmettant qu'une bande latérale de l'émetteur H.F. (méthode à bande latérale atténuée); l'intégralité du signal vidéo se retrouve bien après la détection.
La modulation de la H.F. par la vidéo peut être positive ou négative.

Modulation positive

Le niveau du blanc correspond à 100 % de modulation, le niveau du noir à 30 % pour la vidéo; les signaux de synchronisation sont au-dessous du noir entre le niveau de suppression (25 %) et le niveau de synchronisation de 3 % qui est le niveau minimal de la porteuse H.F. de l'émetteur. C'est le type de modulation adopté par la France.

• Caractéristiques : Excellente protection de la synchronisation contre les parasites qui sont en sens inverse des « tops »; les parasites donnent des points blancs sur l'image car ils sont dans le sens de la modulation maximale; l'établissement d'un C.A.G. est plus complexe. On est obligé de prendre le niveau arrière du top de synchronisation comme référence de niveau H.F.

Modulation négative

Le niveau du blanc correspond au niveau minimal de la porteuse H.F. de l'émetteur soit 10 %; le niveau du noir s'établit à 75 %; les signaux de synchronisation sont au-delà du niveau du noir entre 75 % et 100 % de modulation de l'émetteur. C'est le type de modulation adopté dans un grand nombre de pays.

Caractéristiques : Le signal de synchronisation correspond à la puissance maximale de l'émetteur. A champ faible la synchronisation est mieux assurée. Par contre les parasites donnent une impulsion dans le même sens que les signaux de synchronisation, il faut prévoir à la réception des circuits de synchronisation indirecte à comparateur de phase ou à volant, bloqués entre les « tops ». Les parasites donnent des points noirs sur l'écran. Le C.A.G. est plus aisé à établir, puisque le fond des « tops » correspond à la puissance maximale de l'émetteur.

Transmission du son

Le son associé à l'image télévision est toujours transmis par un émetteur différent de celui de l'image. Sa puissance est calculée de façon à couvrir la même zone.
Le rapport des puissances H.F. : P_{image}/P_{son} varie de 4/1 à 8/1 en modulation d'amplitude pour le son et de 10/1 à 5/1 en F.M.
En France le son est transmis en modulation d'amplitude, tandis que dans un grand nombre de pays il est émis en F.M. avec une excursion de fréquence de ± 50 kHz et une préaccentuation de 50 μs.
La modulation du son en A.M. est toujours associée à la modulation positive de l'image, tandis que le son en F.M. est adopté avec la modulation négative.
Dans le procédé « interporteuse », le son F.M. est prélevé en F.I. après une amplification commune avec l'image. Après détection on obtient un signal dont la fréquence est égale à la différence des fréquences des porteuses son et image et qui est modulé en fréquence par le signal B.F. On simplifie ainsi les circuits de réception et on obtient une protection contre les effets d'un glissement de l'oscillateur local du récepteur.

2. NORMES

Les fréquences réservées à la télévision en Région 1 (Europe-Afrique-Moyen-Orient) sont les suivantes :

Bande I : 47 à 68 MHz } ondes métriques
Bande III : 174 à 230 MHz } V.H.F.

Bandes IV et V : 470 à 860 MHz - ondes décimétriques U.H.F.
Les bandes I et III sont occupées par le programme à péage, « Canal Plus » en couleur, selon la norme L'.V.H.F.
Les bandes IV et V ont reçu les trois programmes en couleur TF1 - A2 et FR3, en norme L.U.H.F.

TÉLÉVISION

Le tableau ci-après donne les caractéristiques principales des standards mondiaux. Les standards anglais 405 lignes (A) et le 819 lignes français et belge (E et F) ont été abandonnés. Il ne reste plus que des standards 625 lignes dans les pays dont le secteur est à 50 Hz et la norme M à 525 lignes pour les secteurs 60 Hz.
Ainsi en U.H.F. tous les canaux ont une largeur de 8 MHz; la porteuse vision est toujours à la même place dans le canal et inférieure à la porteuse son, ce qui évite les interférences dans les zones frontalières. La porteuse son est distante de la porteuse vision de 5-5,5 ou 6 MHz selon les normes. La même disposition a été prise en France pour le standard L'.V.H.F. à canal 8 MHz.

Liste des canaux V.H.F.L' ,

FA	vision	47,75	son	41,25 Mhz	Bande I
FB	vision	55,75	son	49,25 MHz	
FC	vision	63,75	son	57,25 MHz	
FC1	vision	60,50	son	54,00 MHz	
F1	vision	176,00	son	182,50 MHz	Bande III
F2	vision	184,00	son	190,50 MHz	
F3	vision	192,00	son	198,50 MHz	
F4	vision	200,00	son	206,50 MHz	
F5	vision	208,00	son	214,50 MHz	
F6	vision	216,00	son	222,50 MHz	

Les canaux bande I ont la fréquence son inférieure à la fréquence vision. Ils sont dits « supradynes » car la fréquence de l'oscillateur est supérieure aux fréquences vision et son.
Le canal C1 peut être utilisé à la place du canal C, afin d'éviter certaines interférences régionales.
Les canaux bande III ont la fréquence son supérieure à la fréquence vision. Ils sont dits « infradynes » car la fréquence de l'oscillateur est inférieure aux fréquences vision et son.

Les différents standards mondiaux

Repère U.E.R.	A	M	N	B	C	D	E	F	G	H	I	K	L.L'
Système	Anglais	Américain (F.C.C.)		Euro-péen Gerber	Belge	O.I.R.T.	Franç.	Belge	Gerber	Gerber	Anglais	O.I.R.T. Euro - péen	Franç.
Nombre de lignes	405	525	625	625	625	625	819	819	625	625	625	625	625
Affectation	V.H.F.	V.H.F./ U.H.F.	V.H.F./ U.H.F.	V.H.F.	V.H.F.	V.H.F.	V.H.F.	V.H.F.	U.H.F.	U.H.F.	U.H.F.	U.H.F.	V.H.F./ U.H.F.
Largeur canal (MHz)	5	6	6	7	7	8	13,15	7	8	8	8	8	8
Largeur bande vidéo (MHz)	3	4	4	5	5	6	10,4	5	5	5	5,5	6	6
Écart porteuses (MHz) ...	3,5	4,5	4,5	5,5	5,5	6,5	11,15	5,5	5,5	5,5	6	6,5	6,5
Sens du canal	V > S	V < S	V < S	V < S	V < S	V < S	V > S V < S	V < S	V < S	V < S	V < S	V < S	V < S
Bande résiduelle (MHz)	0,75			0,75	0,75	0,75	2	0,75	0,75	1,25	1,25	1,25	1,25
Nombre de canaux V.H.F.	13	12	12	11	11	11	11	11					9
Nombre de canaux U.H.F.		70	70						49	49	49	49	49
Fréquence trame (Hz)	50	60	50	50	50	50	50	50	50	50	50	50	50
Fréquence ligne (Hz)	10 125	15 750	15 625	15 625	15 265	15 625	20 475	20 475	15 625	15 625	15 625	15 562	15 625
Modulation image	+	−	−	−	+	−	+	+	−	−	−	−	+
Modulation Son	A.M.	F.M.	F.M.	F.M.	A.M.	F.M.	A.M.	A.M.	F.M.	F.M.	F.M.	F.M.	A.M.

Nota : F.C.C. = Fédéral Communication Commission
Gerber = Normes définies par le Docteur Gerber (Suisse) et adoptées par plusieurs pays
O.I.R.T. = Office International de Radio et de Télévision, groupant les pays de l'Est
U.E.R. = Union Européenne de Radiodiffusion.

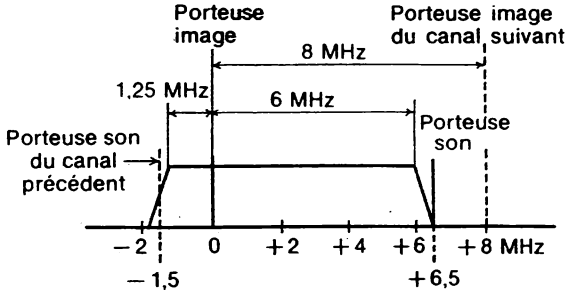
TÉLÉVISION

Liste des canaux français bandes IV et V

n° canal	Limites (MHz)	Porteuse image (MHz)	Porteuse son (MHz)	n° canal	Limites (MHz)	Porteuse son (MHz)	Porteuse son (MHz)
21	470 - 478	471,25	477,75	46	670 -678	671-25	677,75
22	478 - 486	479,25	485,75	47	678 - 686	679,25	685,75
23	486 - 494	487,25	493,75	48	686 - 694	687,25	693,75
24	494 - 502	495,25	501,75	49	694 - 702	695,25	701,75
25	502 - 510	503,25	509,75	50	702 - 710	703,25	709,75
26	510 - 518	511,25	517,75	51	710 - 718	711,25	717,75
27	518 - 526	519,25	525,75	52	718 - 726	719,25	725,75
28	526 - 534	527,25	533,75	53	726 - 734	727,25	733,75
29	534 - 542	535,25	541,75	54	734 - 742	735,25	741,75
30	542 - 550	543,25	549,75	55	742 - 750	743,25	749,75
31	550 - 558	551,25	557,75	56	750 - 758	751,25	757,75
32	558 - 566	559,25	565,75	57	758 - 766	759,25	765,75
33	566 - 574	567,25	573,75	58	766 - 774	767,25	773,75
34	574 - 582	575,25	581,75	59	774 - 782	775,25	781,75
35	582 - 590	583,25	589,75	60	782 - 790	783,25	789,75
36	590 - 598	591,25	597,75	61	790 - 798	791,25	797,75
37	598 - 606	599,25	605,75	62	798 - 806	799,25	805,75
38	606 - 614	607,25	613,75	63	806 - 814	807,25	813,75
39	614 - 622	615,25	621,75	64	814 - 822	815,25	821,75
40	622 - 630	623,25	629,75	65	822 - 830	823,25	829,75
41	630 - 638	631,25	637,75	66	830 - 838	831,25	837,75
42	638 - 646	639,25	645,75	67	838 - 846	839,25	845,75
43	646 - 654	647,25	653,75	68	846 - 854	847,25	853,75
44	654 - 662	655,25	661,75	69	854 - 862	855,25	861,75
45	662 - 670	663,25	669,75				

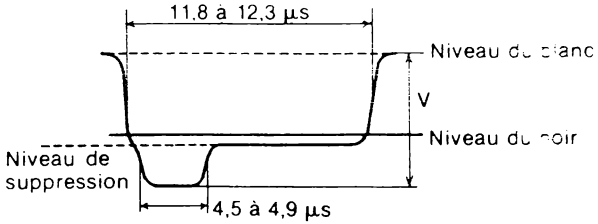
Caractéristiques du standard L-L' 625 lignes

Canal 8 MHz



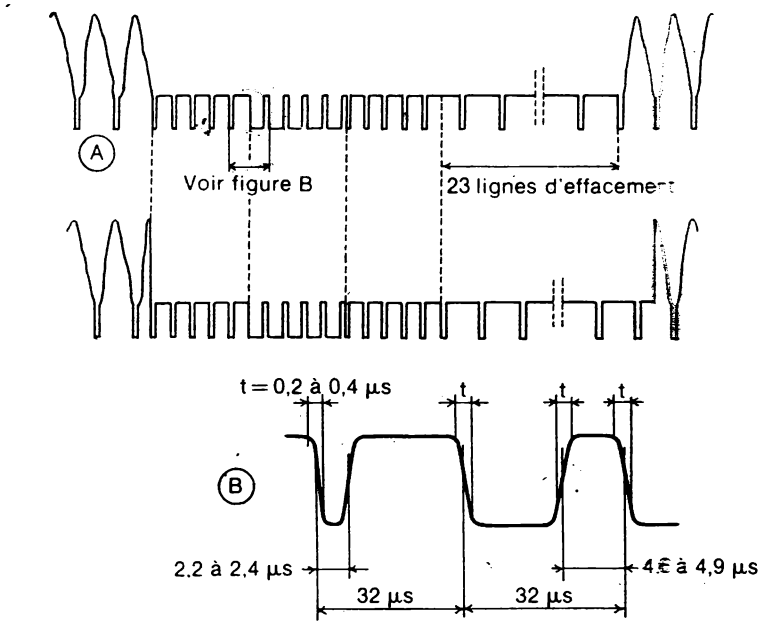
Il est complètement rempli, il déborde même légèrement sur le canal précédent, mais sans inconvénient car on utilise jamais deux canaux successifs au même endroit.

Signal de synchronisation de ligne



Le palier arrière reçoit les signaux d'identification SECAM en couleur. Largeur de l'impulsion : 4,5 à 4,9 µs. Temps de montée : 200 à 400 ns. Niveau de synchronisation : 3 % de l'amplitude maximale.

Signal de synchronisation en trame



Il est composé de cinq impulsions normales, précédées de cinq impulsions de préégalisation et suivies de cinq impulsions de postégalisation. Ce signal est suivi de 23 lignes d'effacement.

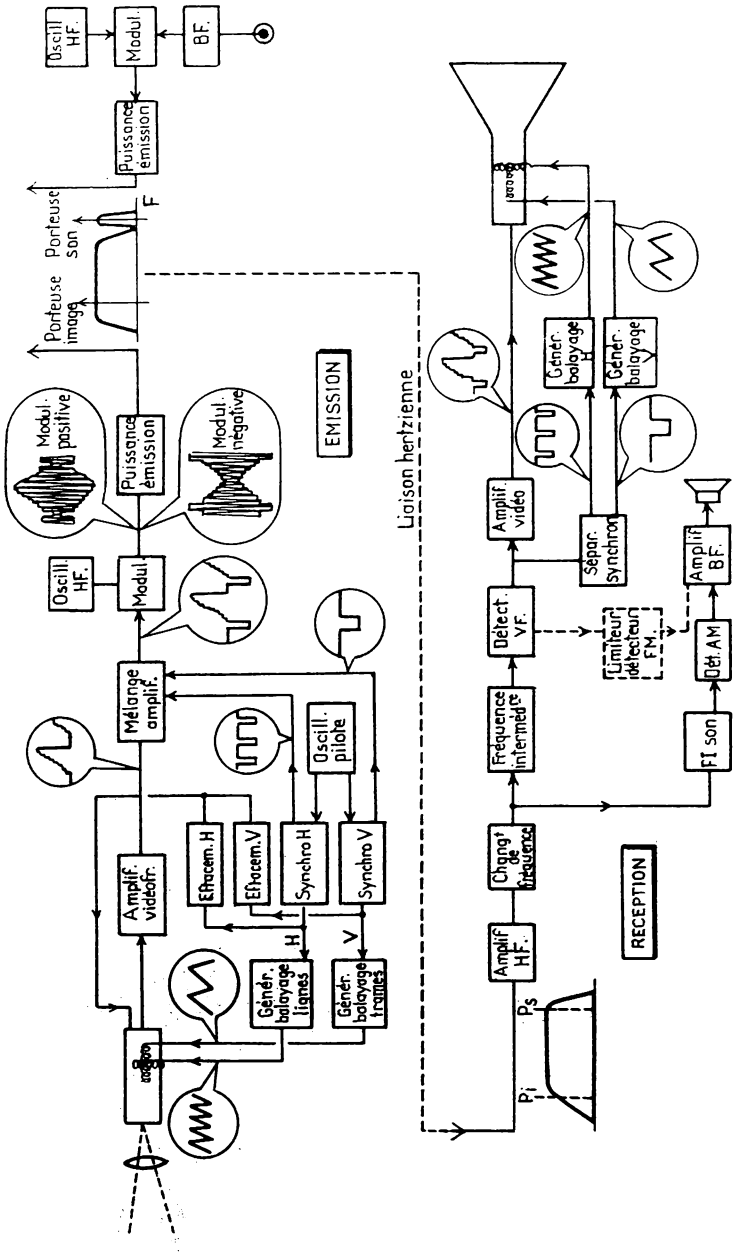
TÉLÉVISION

Le passage des lignes paires aux lignes impaires, avec un bon interlignage est obtenu par le signal, dont le détail est donné en B.

Largeur des impulsions normales	27,1 à 27,5 µs
Largeur des impulsions d'égalisation	2,2 à 2,4 µs
Niveau	3 % de l'amplitude max
Durée du signal de suppression lignes	12,1 µs
Durée d'une ligne	64 µs
Durée des signaux de suppression trames	23 lignes
Durée de la séquence des signaux d'égalisation	2,5 lignes
Durée de la séquence des signaux de synchronisation	2,5 lignes

Les lignes d'effacement reçoivent les signaux de test pour la vérification de la qualité de la transmission entre le studio et l'émetteur, les signaux du magazine Antiope, ainsi que les signaux d'identification en trame qui doivent être supprimés. En effet l'identification en ligne est maintenant obligatoire sur les récepteurs.

Dessin synoptique d'une chaîne complète de télévision noir et blanc.



3. COLORIMÉTRIE

Lois de Grassmann

— La luminance d'un mélange est égale à la somme des luminances de ses composantes.

— En mélangeant trois radiations appropriées, dans des proportions déterminées, on peut reproduire toute impression colorée quelconque, dont la lumière blanche.

On dit qu'une lumière est pure ou **saturée** lorsqu'elle ne comporte aucune trace de lumière blanche. Les lumières monochromatiques sont pures par définition. Le facteur de pureté exprime la dilution de la couleur dominante dans le blanc; il est égal à 0 pour la lumière blanche et à 1 pour la lumière pure. Une lumière qui contient un taux élevé de lumière blanche est dite **désaturée** ou lavée.

La couleur d'une source est définie par sa luminance, la longueur d'onde dominante et le facteur de pureté.

Le spectre visible s'étend de 380 à 780 nm du violet au rouge.

Le mélange de deux couleurs en donne une troisième située dans le spectre entre les deux fondamentales. Cependant, si on mélange le violet avec le rouge, situés aux extrémités du spectre, on obtient une lumière pourpre qui, pas plus que la lumière blanche, n'existe dans le spectre. Elle est formée dans le cerveau.

La trichromie additive

On illumine un écran blanc au moyen de trois projecteurs respectivement rouge, vert, bleu. Un diaphragme permet de régler la luminance des sources.

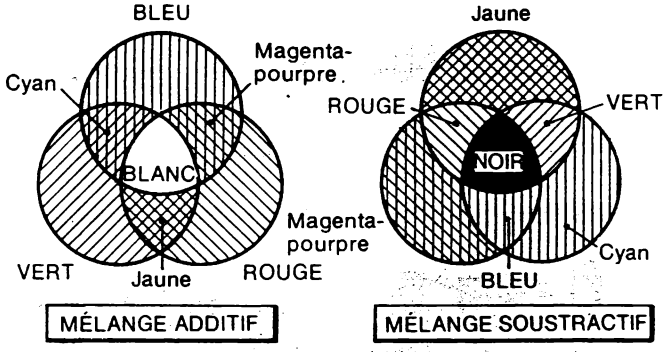
On obtient :

— au centre une tache blanche formée par l'addition des trois lumières primaires;

— à la périphérie, trois taches : celles des primaires;

— au stade intermédiaire, trois taches obtenues par les mélanges suivants :

rouge + vert = jaune
bleu + rouge = pourpre
vert + bleu = turquoise ou cyan.



Ces trois couleurs sont complémentaires aux primaires.
C'est la trichromie additive qui est utilisée en télévision, au cinéma et pour la projection de diapositives.

La trichromie soustractive

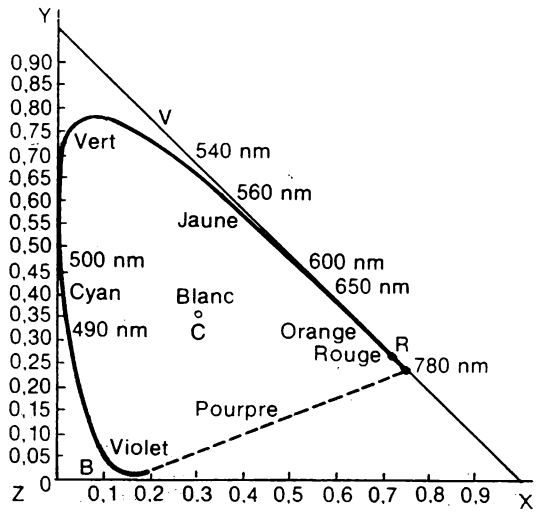
Si on place devant un projecteur donnant une lumière blanche trois filtres respectivement rouge, vert, bleu, aucune lumière n'est visible, on obtient le noir.
Si on désire retrouver les trois couleurs fondamentales, il faut soustraire de la lumière blanche les couleurs complémentaires correspondantes. Donc, en plaçant devant une source blanche trois filtres réglables cyan, jaune et pourpre, on peut obtenir toutes les couleurs du spectre.
La synthèse soustractive est utilisée en imprimerie et en peinture. Lorsque la toile est éclairée en lumière blanche, les peintures jouent le rôle de filtres et renvoient vers l'œil une lumière composée par soustraction d'avec le blanc.

Le système RVB de la CIE

La Commission Internationale de l'Éclairage a fixé les trois primaires : rouge : $\lambda = 700$ nm, vert : $\lambda = 546{,}1$ nm et bleu : $\lambda = 435{,}8$ nm.
La luminance des trois primaires a été choisie pour donner le blanc E d'égale énergie.
Une couleur est définie par sa luminance et par deux coordonnées chromatiques.

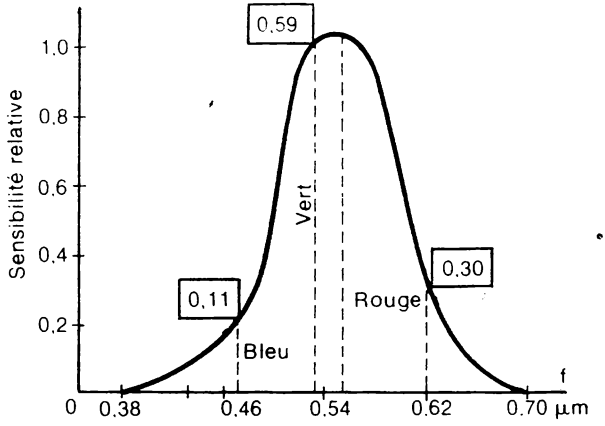
Le système XYZ de la CIE

Ce système se déduit du système RVB de façon à ne pas avoir des valeurs négatives pour certaines couleurs.



Y se confond avec la luminance ce qui permet de tracer le triangle de Maxwell. Chaque point de sa surface représente une couleur particulière dont la luminance est constante. Pour retrouver z il suffit de soustraire de l'unité la somme $x + y$.
Le blanc C se trouve au centre de gravité du triangle.
Le blanc télévision a pour coordonnées : $x = 0{,}310 - y = 0{,}316$.

Sensibilité de l'œil



Cette courbe a été établie par la CIE en 1924 pour l'observateur moyen. Elle a permis d'établir la relation fondamentale en télévision :

$$E_Y = 0{,}30\ E_R + 0{,}59\ E_V + 0{,}11\ E_B.$$

E_Y = signal de luminance.

4. PRINCIPE DE LA TÉLÉVISION EN COULEUR

Le système doit être compatible, les émissions en couleur doivent être reçues en noir et blanc sur les téléviseurs en service, d'où même standard, même bande passante et le signal vidéo doit être la somme des trois informations colorées.
Le système doit être rétrocompatible, les émissions en noir et blanc doivent être reçues en noir et blanc sur les téléviseurs couleur en respectant les gris (gamma) et la définition.
On constate qu'une image très fine en noir et blanc peut être coloriée avec des touches colorées assez grossières; donc les informations de chrominance peuvent être transmises dans une bande relativement étroite.
Grâce aux lois de colorimétrie on peut transmettre une image colorée au moyen de trois signaux correspondant aux couleurs fondamentales R.V.B.

Les informations de chrominance doivent s'annuler lors de l'analyse d'une image noir et blanc. Les combinaisons (E_R-E_Y), (E_V-E_Y) et (E_B-E_Y) satisfont à cette condition. En effet, pour une image noir et blanc on a : $E_R = E_V = E_B = E$ qui est compris entre 0 (noir) et 1 (blanc).
Pour une image blanche : $E = 1$ et $E_R = E_V = E_B = 1$ d'où $E_R - E_Y = 0$, $E_V - E_Y = 0$, $E_B - E_Y = 0$; il en est de même pour les gris entre 0 et 1, ainsi que pour les noirs.
Il faut combiner les signaux de luminance et ceux de chrominance dans le canal de 6 MHz pour la France. Les informations de luminance doivent être transmises dans tout le spectre pour des raisons de compatibilité et pour fournir les détails fins de l'image.
Les informations de chrominance sont insérées dans le canal, avec une bande étroite pour donner les taches colorées.
Il n'est pas nécessaire de transmettre les trois signaux de chrominance si on connaît leur somme et deux différences.
On choisit les signaux ($E_R - E_Y$) et ($E_B - E_Y$) car leurs différences sont les plus importantes et fournissent les informations maximales.
Or la difficulté réside à placer deux signaux de chrominance sur une seule sous-porteuse.
Le NTSC et le PAL sont des systèmes simultanés, des déphasages entre les deux signaux permettent leur transmission sans trop de problèmes.
Le SECAM adopte une transmission séquentielle. On transmet un signal de chrominance pendant une ligne et le second pendant la ligne suivante. Une ligne à retard permet de stocker l'information manquante, afin que la matrice de décodage dispose en permanence des deux signaux.

5. SYSTEME N.T.S.C. U.S.A. 1953

Ce système utilise le canal de 6 MHz. Les deux informations de chrominance sont transmises simultanément par la modulation en quadrature de phase d'une sous-porteuse par les deux signaux de différence de couleur rouge et bleu. La sous-porteuse est ainsi modulée à la fois en phase (teinte) et en amplitude (saturation). Pour des raisons de compatibilité, la sous-porteuse n'est pas transmise, ce qui nécessite la présence d'un oscillateur précis et en phase dans le récepteur. Cet oscillateur est synchronisé et mis en phase par un signal superposé au palier arrière de retour ligne (burst) : référence de phase $-(B-Y)$.
Ce système est sensible à toute variation accidentelle de phase en cours de transmission qui produit des modifications de teinte.

Caractéristiques

Lignes : 525. Trames : 60. Images : 30.
Largeur du canal : 6 MHz. Vidéo : 4,2 MHz.
Sous-porteuse chrominance : 3,58 MHz.

TÉLÉVISION

Le plan de chrominance montre les signaux R — Y et B — Y en quadrature. Deux axes de modulation I (in phase) et Q (quadrature) déphasés de 33° par rapport aux axes R — Y et B — Y ont été choisis pour obtenir un meilleur rendu des couleurs (ellipses de MAC ADAM). La position des couleurs est indiquée avec leur angle de déphasage. On prend 87 % du signal (R — Y) et 49 % du signal (B — Y) car on ne rencontre pas dans la nature des couleurs saturées.

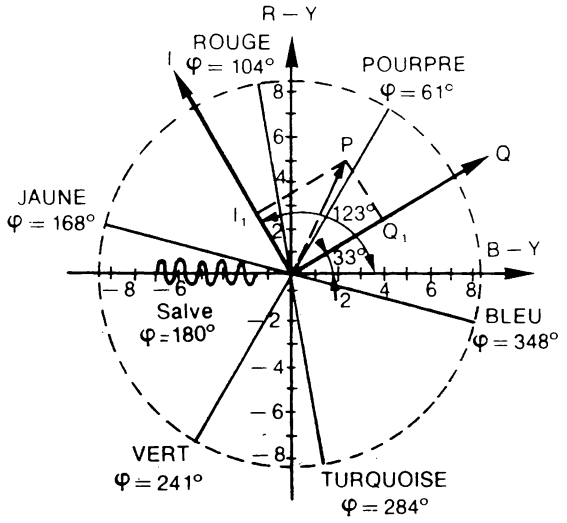
On a donc à l'émission :

— Luminance : $Y = 0{,}30\ R + 0{,}59\ V + 0{,}11\ B$.

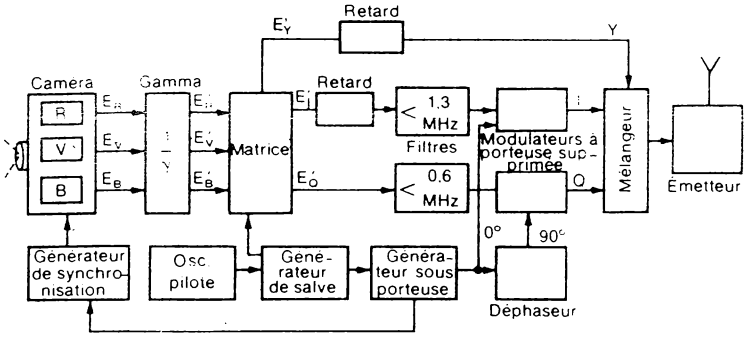
— Chrominance : $I = 0{,}60\ R - 0{,}28\ V - 0{,}32\ B \begin{pmatrix} +0{,}6\ \text{MHz} \\ -1{,}3\ \text{MHz} \end{pmatrix}$

$Q = 0{,}21\ R - 0{,}52'V + 0{,}31\ B\ (\pm 0{,}6\ \text{MHz})$

ce qui donne le spectre de la figure.

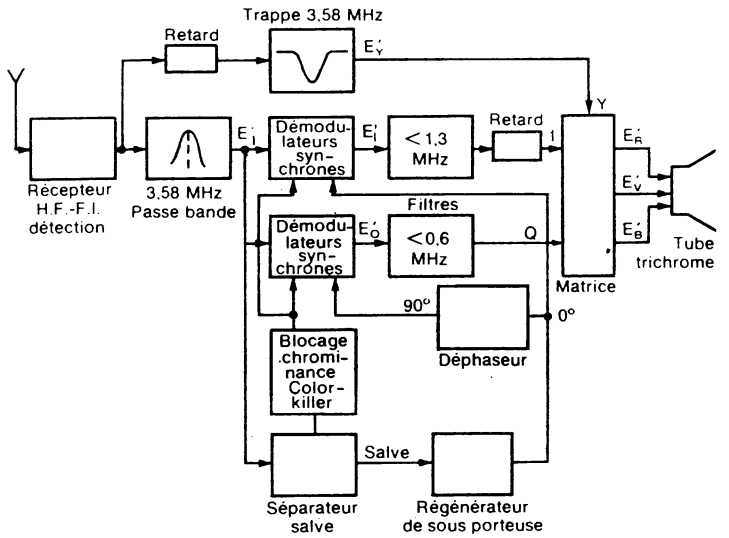


• **L'émetteur NTSC** est schématisé ci-dessous. La caméra comprend trois tubes Plumbicon munis de filtres donnant les trois signaux RVB. Ces signaux sont corrigés en gamma; c'est une correction du signal pour tenir compte de la courbe de réponse des tubes cathodiques récepteurs. La matrice forme les signaux $E'_Y - E'I$ et $E'Q$.



Le signal E'Y à large bande est retardé, ainsi que E'I. En effet, le signal E'Q est à bande la plus étroite et le plus retardé par les circuits.
Il est indispensable que les trois signaux arrivent en phase au mélangeur. Les signaux E'I et E'Q sont modulés à porteuse supprimée. Ils sont mélangés avec le signal E'Y et transmis par l'émetteur image.

• **Le récepteur** est donné sur la figure jointe. La partie H.F. — F.I. détection est classique. Le signal vidéo composite est séparé en deux parties par un filtre sur 3,58 MHz. Le signal E'Y est retardé, amplifié et appliqué à la matrice.



On extrait de la chrominance les salves d'identification de la phase et de la fréquence de la sous-porteuse, de façon à synchroniser l'oscillateur régénérant la sous-porteuse.

On reconstitue les signaux I et Q dans deux démodulateurs synchrones. Le signal E'I est filtré à 1,3 MHz et retardé. Le signal E'Q est filtré à 0,6 MHz. La matrice permet de retrouver les signaux :

$R-Y=-0{,}96\ I+0{,}62\ Q \quad B-Y=-1{,}1\ I+1{,}7\ Q \quad V-Y=-0{,}28\ I-0{,}64\ Q.$

On en déduit les signaux E'R – E'V et E'B appliqués au tube trichrome.
Lors d'une émission en noir et blanc, l'absence de salve d'identification bloque les étages de chrominance (Color killer).

Performances du NTSC

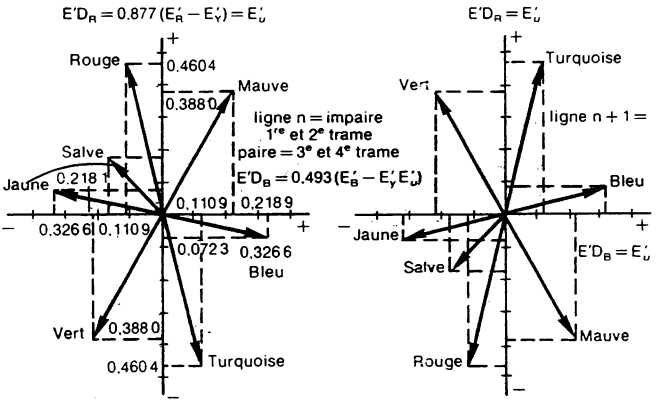
Bonnes compatibilités directes et inverses.
Très bonne protection contre les bruits et les brouilleurs.
Par contre sensible aux déphasages différentiels qui provoquent des erreurs de couleur.

6. SYSTEME P.A.L. Dr W. BRUCH 1963

(Phase Alternated Line)
Ce système reprend le mode de transmission de la chrominance du NTSC. Les deux informations D'_R et D'_B modulent en quadrature une sous-porteuse qui n'est pas transmise. L'information D'_R voit sa phase inversée de 180° à la fréquence ligne. Le signal de chrominance reçu sur une ligne est mis en mémoire pendant une ligne de façon à pouvoir être combiné avec le signal de la ligne suivante. Si la transmission de ces deux composantes est affectée d'un déphasage, leur combinaison électronique permet d'éliminer le défaut.

Caractéristiques (norme G)

Lignes : 625. Trames : 50. Images : 25.
Largeur du canal : 8 MHz. Vidéo : 5 MHz.
Sous-porteuse chrominance : 4,43 MHz.

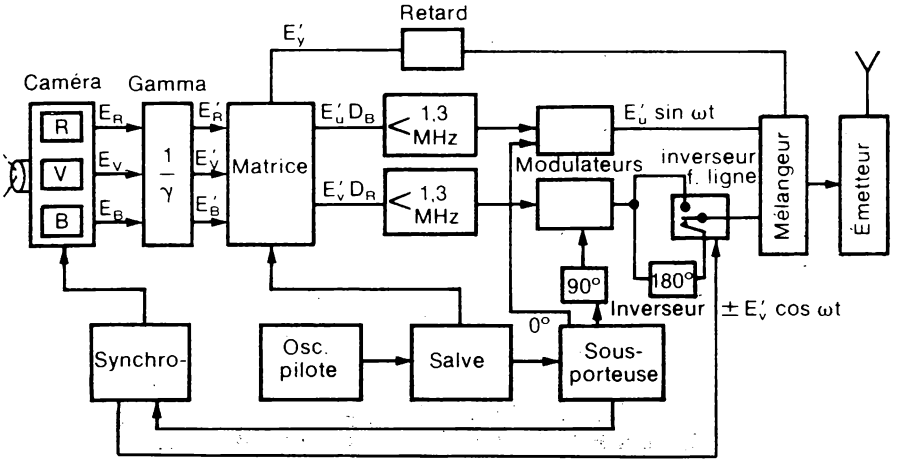


Représentation vectorielle des couleurs dans le système PAL *pour deux lignes successives.*

Les signaux de chrominance sont limités à 1,3 MHz et limités en tension comme en NTSC.
Le signal $D_B(E'_U) = 0{,}493\,(E'_B - E'_Y)$ sert de référence de phase.
Le signal $D_R(E'_V) = 0{,}877\,(E'_R - E'_Y)$ est transmis en quadrature en inversant sa phase à chaque ligne.
La phase du vecteur de chrominance est liée à la teinte et son amplitude à la saturation de la couleur.
La salve de référence de phase et de fréquence est transmise sur le palier arrière de suppression de ligne.

Elle est divisée en deux composantes dont l'une est transmise à 180° et l'autre à $\pm 90°$ en alternance de ligne en phase avec l'inversion $D_R = E'_V$. On obtient ainsi la salve alternante de $180° \pm 45° = 135°$ pour $+E'_V$ et 225° ou $-135°$ pour $-E'_V$ par rapport à E'_U de référence.

L'émetteur est donné sur la figure. Le début est identique au NTSC. Les signaux E_R - R_V - E_B de la caméra sont corrigés en gamma et appliqués à la matrice. On obtient $E'_Y - E'_U\,(D_B)$ et $E'_V(D_R)$. Le signal de luminance est légèrement retardé. Les signaux de chrominance sont limités à 1,3 MHz et appliqués au modulateur. $E'_U(D_B)$ est modulé en phase par l'oscillateur de sous-porteuse. $E'_V(D_R)$ est modulé en quadrature et sa phase est inversée à chaque ligne et toutes les deux trames.

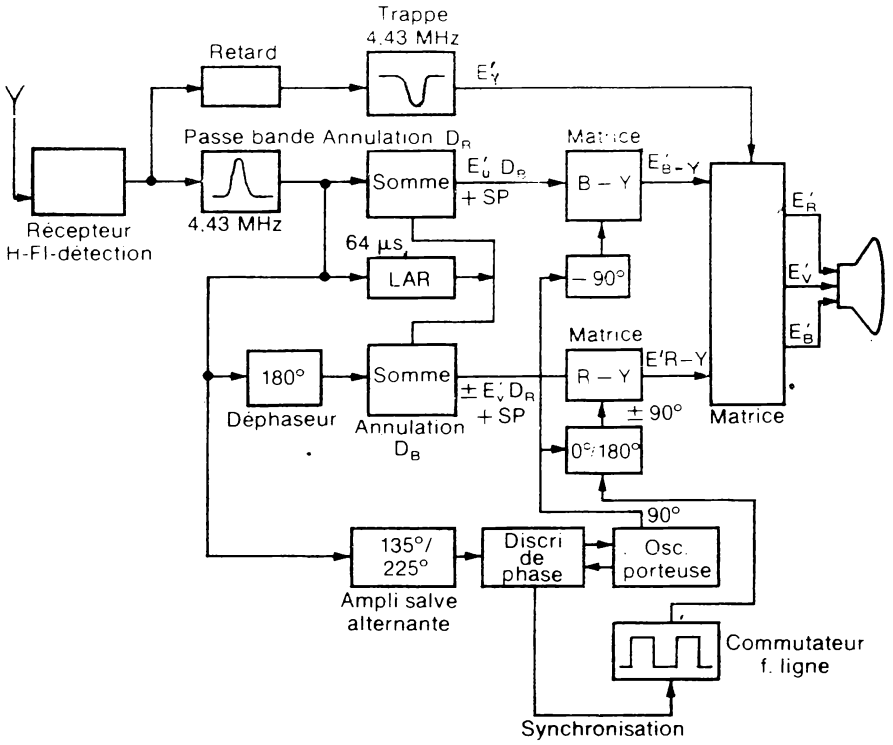


Le mélangeur fournit le signal vidéo composite qui est modulé en amplitude dans l'émetteur.

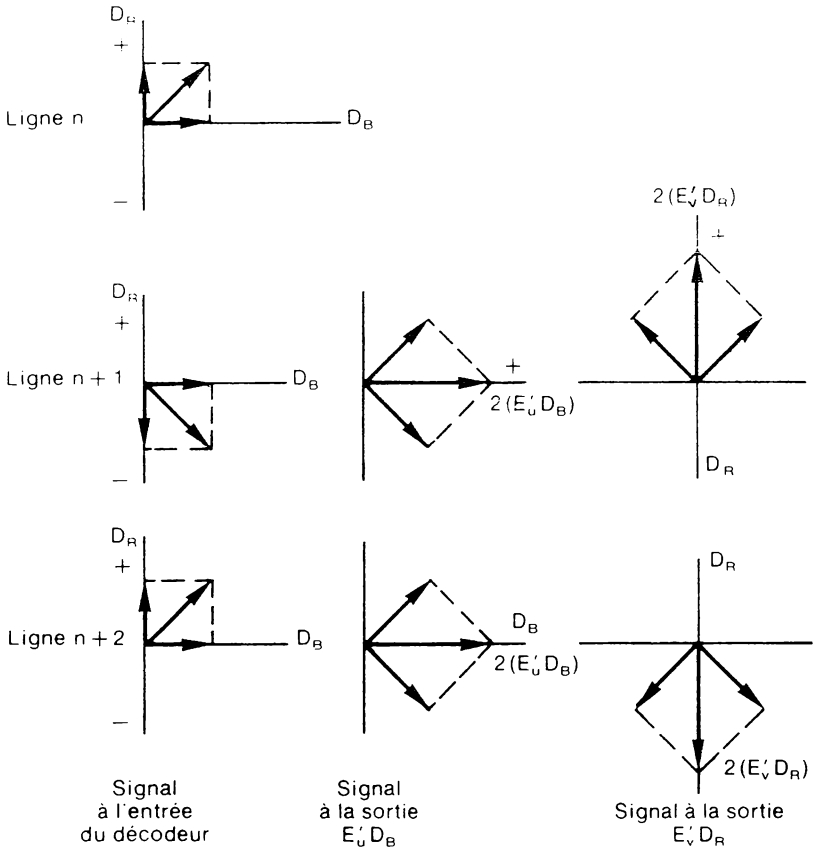
Le récepteur est assez proche de celui du NTSC. Le signal de luminance est séparé de celui de chrominance par un filtre à 4,43 MHz, il est légèrement retardé et appliqué sur la matrice finale.

Le signal de chrominance est dirigé :

— sur la voie $E'_u(D_B)$;
— sur la ligne à retard de 64 µs, durée d'une ligne;
— sur l'amplificateur de la salve alternante 135°/225°, le discriminateur de phase qui synchronise l'oscillateur de sous-porteuse et le commutateur à la fréquence de ligne.

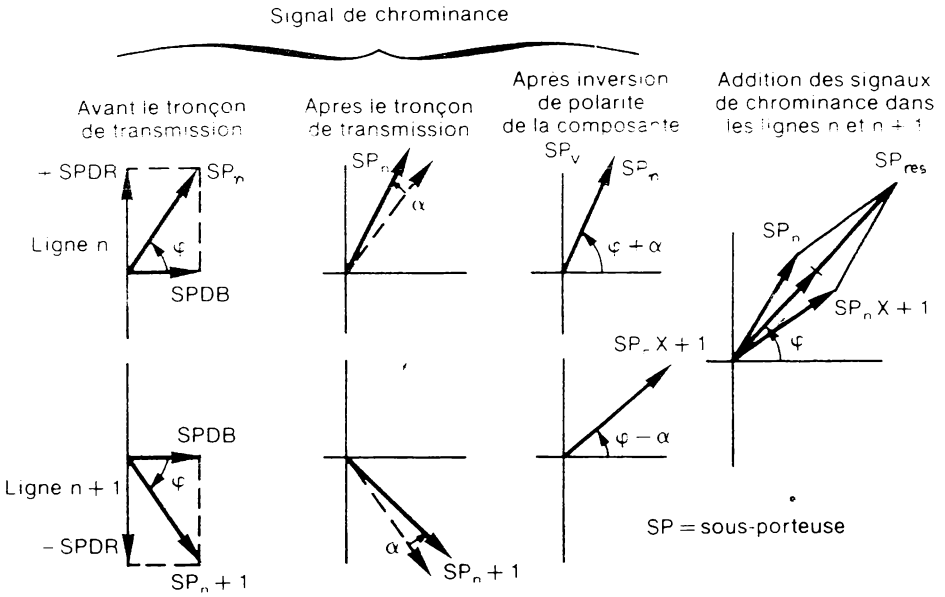


La figure montre la forme des signaux à l'entrée du décodeur et aux sorties des deux voies de différence de couleur.
Sur la voie $E'_u(D_B)$ on obtient la somme de la ligne n + 1 et de la ligne n retardée. La composante $E'_v(D_R)$ s'annule toutes les deux lignes.
Sur la voie $E'_v(D_R)$ la sous-porteuse est déphasée de 180°. L'adjonction du signal retardé annule $E'_u(D_B)$.
La composante $E'_v(D_R)$ apparaît en sortie alternant de 180° d'une ligne à l'autre. La salve alternante synchronise le commutateur à la fréquence ligne qui inverse d'une ligne à l'autre la phase du signal dans la matrice R – Y.
La matrice finale dispose des deux signaux de chrominance et du signal de luminance lui permettant de reconstituer les trois couleurs primaires.



Performances du PAL

La compatibilité directe est un peu moins bonne qu'en NTSC; les points sont un peu plus visibles sur un écran noir et blanc, lors des émissions en couleur.
La compatibilité inverse est bonne, car l'absence de la salve alternante bloque les circuits de chrominance.
La figure montre l'annulation des effets d'un déphasage parasite du signal de chrominance. C'est l'essence même du système.
Le récepteur PAL admet mieux les échos que le NTSC grâce au remplacement du quartz par un circuit oscillant qui se synchronise plus facilement lors de la réception d'un signal affecté par des échos.



7. SYSTEME SECAM - H. DE FRANCE 1953

(SEquentiel Couleur A Mémoire)
Les grandes bases du système sont toujours celles du NTSC. Il a été étudié afin d'éliminer les défauts dus aux variations d'amplitude et de phase des signaux de chrominance. Au lieu de les transmettre simultanément le SECAM a choisi de les émettre l'une après l'autre, une ligne sur deux; une mémoire fournit l'information manquante à la matrice.

Caractéristique (norme L)

Lignes : 625 - Trames : 50 - Images : 25.
Largeur du canal : 8 MHz - vidéo : 6 MHz.
Sous-porteuses chrominance : f_0R : 4,406 MHz
f_0B : 4,250 MHz.

Fréquence centrale circuits cloche et anti-cloche : f_0 : 4,286 MHz.
Déviation maximale en fréquence des sous-porteuses :

Δf_0R = +350 kHz et −506 kHz
Δf_0B = +506 kHz et −350 kHz.

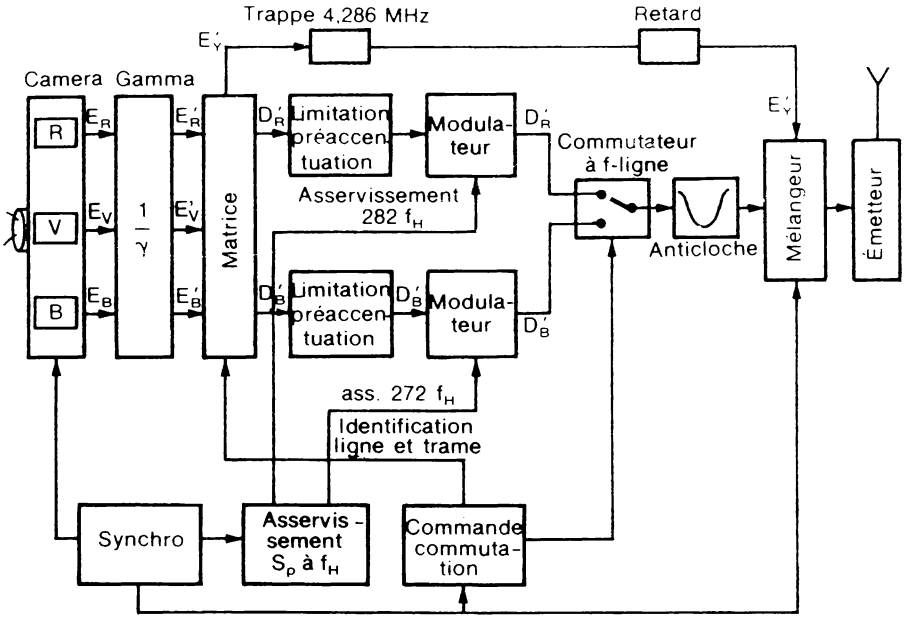
Réduction des signaux de différence de couleur : valeurs extrêmes :

$$-0{,}525 \leqslant (E'_R - E'_Y) \leqslant +0{,}525$$
$$-0{,}667 \leqslant (E'_B - E'_Y) \leqslant +0{,}667$$

soit

$$D'_R = -1{,}9\,(E'_R - E'_Y)$$
$$D'_B = +1{,}5\,(E'_B - E'_Y).$$

L'émetteur est schématisé sur la figure ci-dessous. Les signaux de couleur corrigés en gamma sont appliqués à la **matrice.**

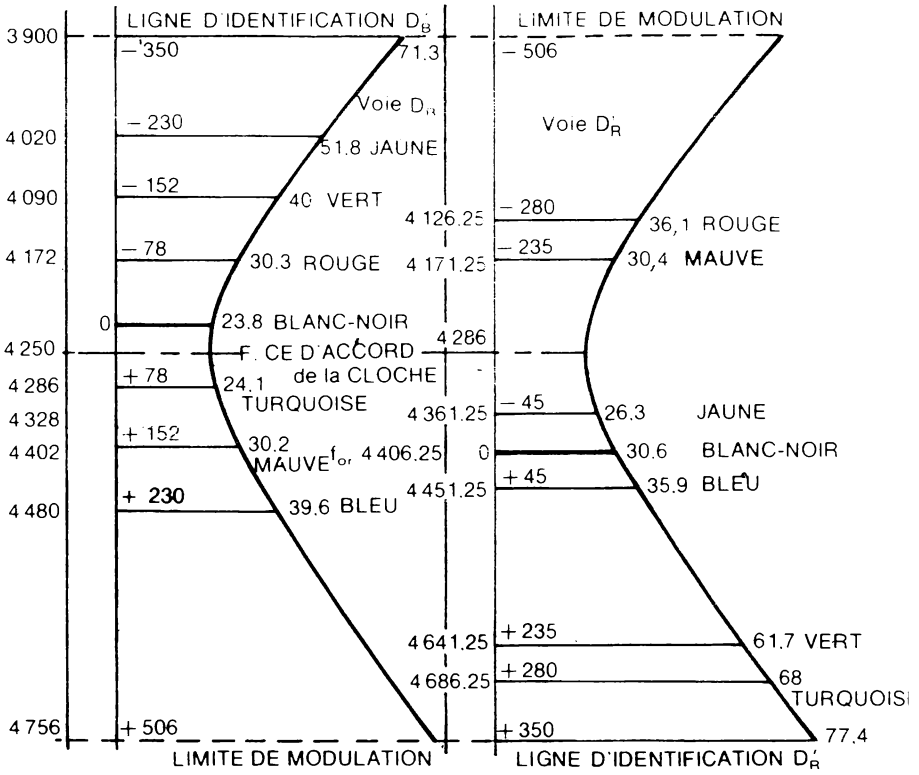


Elle crée le signal de luminance E'_Y et les signaux de différence de couleur D'_R et D'_B. Les signaux d'identification en ligne sont superposés sur le palier arrière. Pendant quelques années encore les signaux d'identification en trame sont fournis pour le fonctionnement des téléviseurs construits avant 1978.

L'identification en ligne comprend une salve de 5 µs à la fréquence f_0B et à la ligne suivante à la fréquence f_0R de façon à aiguiller en synchronisme le commutateur sur la voie de couleur convenable.

L'identification en trame comprend des signaux transmis pendant 9 lignes (7 à 15 et 320 à 328) de la suppression de trame.

La voie de luminance E'_Y comporte une trappe sur 4,286 MHz. On affaiblit la luminance afin de réduire les risques de diaphotie luminance-chrominance. Puis, elle est retardée et aboutit au mélangeur.
Dans **la voie de chrominance,** les signaux D'_R et D'_B sont limités et préaccentués afin de réduire le bruit.



Puis, ils sont dirigés vers les **modulateurs** dont les fréquences de repos sont : $f_0R = 4{,}406$ MHz pour D'_R (282 fH) et $f_0B = 4{,}250$ MHz pour D'_B (272 fH).

Le **commutateur électronique** à fréquence de ligne sélectionne successivement les signaux D'_R et D'_B pour les diriger vers le circuit anti-cloche. Le commutateur comporte également le circuit périodique de phase destiné à améliorer la comptabilité directe.

Le **circuit anti-cloche** réduit l'amplitude de la sous-porteuse, par rapport à celle du signal de luminance pour améliorer encore la compatibilité directe.

La figure montre cette courbe dédoublée pour plus de clarté, en *a* pour le signal D'_B, en *b* pour le signal D'_R. sur ces courbes il a été porté les fréquences correspondant à la mire de barres à 75 % d'amplitude pour les couleurs primaires et à 100 % pour le blanc.

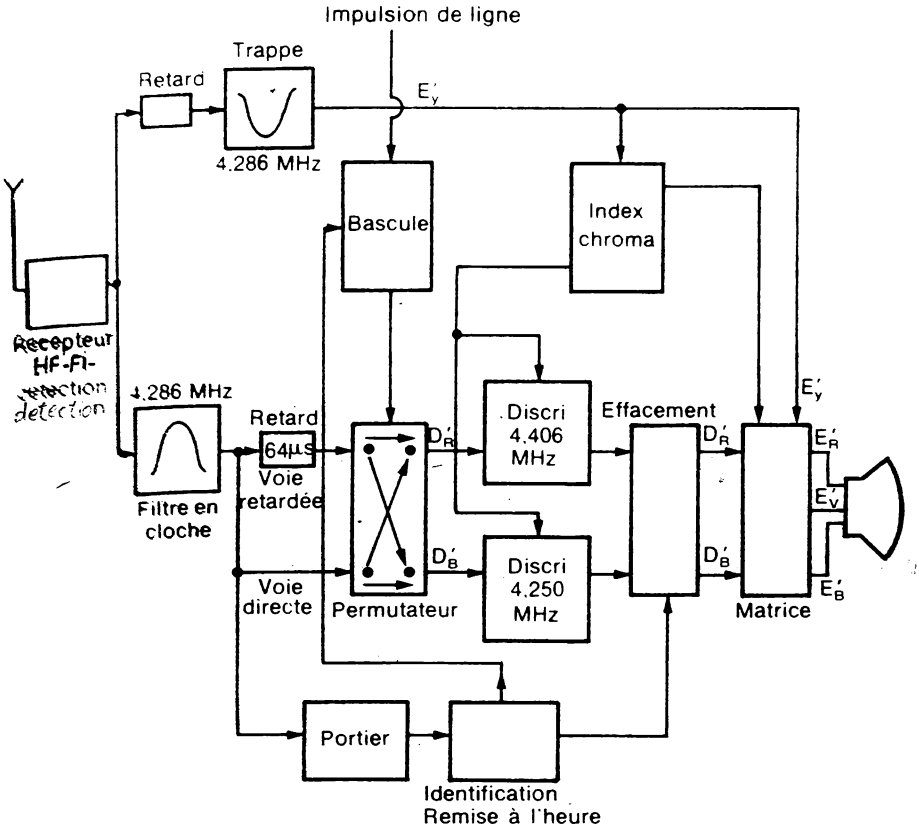
La courbe anti-cloche suramplifie les grandes excursions de fréquence qui correspondent souvent à des faibles énergies, vulnérables vis-à-vis du bruit.

Le **mélangeur** reçoit le signal de luminance et le signal de chrominance sélectionné par le commutateur. Le vidéo signal complexe module en amplitude la porteur de l'émetteur vision en modulation positive.

— **Le récepteur** est figuré ci-dessous. Les circuits H.F.-F.I. et détection sont classiques.

• La **voie luminance** comprend une trappe accordée sur 4,286 MHz destinée à éliminer les signaux de chrominance.
Une ligne à retard de 0,4 à 0,7 µs, selon les circuits, permet aux signaux de luminance d'arriver en phase avec ceux de chrominance dans la matrice.
La sous-porteuse chrominance est séparée du signal vidéo et remise en forme par le **circuit en cloche** accordé sur 4,286 MHz. Ce circuit doit être exactement complémentaire du circuit anti-cloche utilisé à l'émission. On obtient, ainsi, une sous-porteuse d'amplitude constante.
Le signal est dirigé sur la voie directe et sur la voie retardée.

• Le **portier** détecte les signaux d'identification et débloque les circuits de chrominance si l'émission est en couleur. Il s'assure que l'aiguillage du commutateur est correct, sinon il le remet à l'heure.



• Le **permutateur** est commandé par une bascule qui est synchronisée par les signaux d'identification et de remise à l'heure.
Les signaux D'_R et D'_B sont dirigés vers les **discriminateurs** correspondant qui effectuent la démodulation de la sous-porteuse modulée en fréquence. Un **limiteur** élimine toute modulation en amplitude parasite. Le **circuit de désaccentuation** atténue les fréquences élevées qui ont été accentuées à l'émission.

• La **matrice finale** reconstitue les trois signaux de couleur $E'_R - E'_V - E'_B$ dans le rapport voulu grâce à l'étage « Indexation Chroma ». Ces tensions sont appliquées sur les cathodes correspondantes du tube.

Performances du SECAM

Les dispositions prises permettent d'obtenir une compatibilité directe assez satisfaisante. La compatibilité inverse est bonne.
Les transitoires colorés sont rendus correctement.
Un défaut de gain différentiel n'a aucun effet sur la fidélité des couleurs.
Le déphasage de transmission ne peut affecter que les transitoires et non les larges plages colorées. Un écart de $\pm 25°$ a un effet à peine perceptible.
La sensibilité au bruit n'est pas importante, ainsi que celle aux échos.
Par contre, la modulation positive de l'émission en SECAM réduit de 27 % la portée de l'émetteur, par rapport au noir et blanc, à niveau de bruit égal.

TÉLÉVISION. TUBES CATHODIQUES

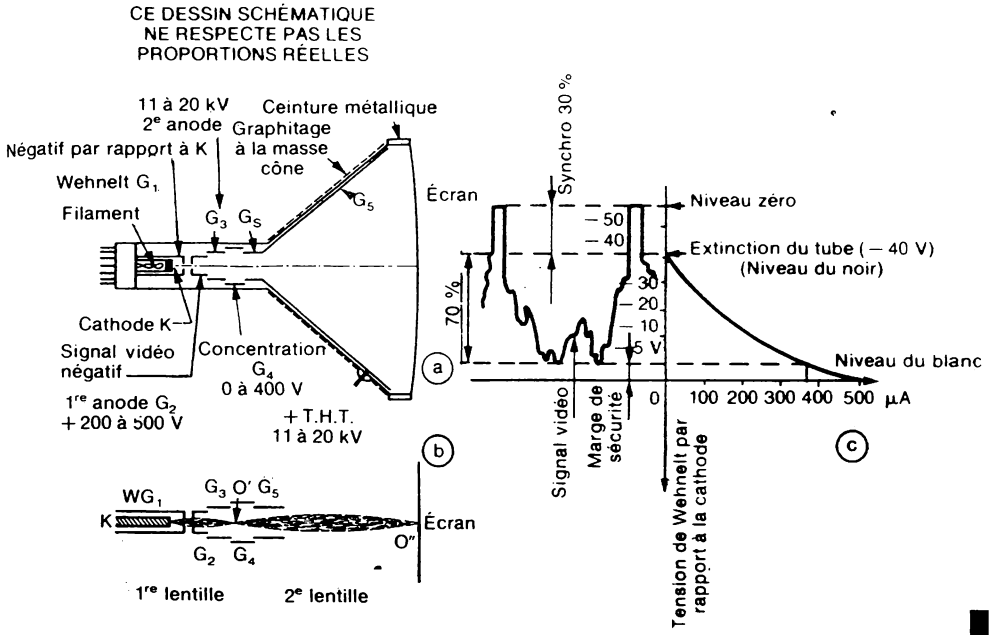
1. TUBES CATHODIQUES ET DÉVIATEURS POUR TÉLÉVISEURS NOIR ET BLANC

Technologie du tube cathodique (figure *a*)

— **L'ampoule de verre** comprend :

• **L'écran,** dalle 12-14 mm d'épaisseur, au format 3 × 4; le verre est teinté afin d'améliorer le contraste de l'image, coefficient de transmission de 42 à 53 %.

• **Le cône,** angle d'ouverture de la diagonale 90° ou 110°; il est soudé sur l'écran et sur le col.



• **Le col,** reçoit à l'extérieur les bobines de déviation et les aimants de cadrage; à l'intérieur il contient le canon électronique, diamètre 20 mm pour les petits tubes de 24 à 44 cm de diagonale et 28,6 mm pour les grands tubes jusqu'à 61 cm.

— **La protection contre les implosions** est assurée par une ceinture métallique de la dalle de l'écran.

— **L'écran phosphorescent** est déposé sur la face interne de la dalle avant. Les poudres utilisées ont une luminescence blanc-jaunâtre ou blanc-bleuté avec une rémanence de 20 ms. On recouvre ensuite l'écran par une très mince pellicule d'aluminium. Cette couche collecte les électrons vers l'anode et évite la tache ionique. Enfin, elle améliore les contrastes de l'image.

— **Le canon électronique** comprend (figure *b*) :

• **Le filament** chauffé sous 11 V × 140 mA pour les petits tubes et 6,3 V × 240 ou 300 mA pour les grands tubes. Chauffage rapide : 5 s.

• **La cathode** entoure le filament, émet des électrons en direction de l'écran (K).

• **La grille de commande ou Wehnelt (G1)** doit être négative par rapport à la cathode. En général G1 est portée à un potentiel fixe ou à la masse et la cathode est polarisée positivement ce qui revient au même. A ce moment la cathode reçoit la modulation vidéo.

• **La première anode** (G2) constitue la première lentille électrostatique; elle est portée à un potentiel fixe entre 130 et 400 V.

• **L'électrode de concentration** (G4) dont la tension est ajustée entre 0 et 400 V de façon à contrôler la finesse du spot sur l'écran.

• **La seconde anode (G3-G5)** se poursuit par la métallisation de l'intérieur du cône jusqu'à l'écran. Elle est reliée à la prise THT sur le cône. Elle est portée à une tension de 12 kV pour les petits tubes et de 18 kV pour les grands tubes. Le graphitage extérieur du cône est réuni à la masse, il sert de blindage et présente une capacité par rapport à l'anode qui sert à filtrer la THT.

La figure *c* donne la courbe caractéristique du tube cathodique qui présente une non linéarité affectée d'un gamma de 2,5 corrigé à l'émission.

Technologie du déviateur

Le déviateur monté sur le col du tube assure la déviation électromagnétique du faisceau d'électrons en fonction des signaux en dent de scie délivrés par les bases de temps verticales et horizontales. En faisant appel à deux paires de bobines on « balaye » complètement l'écran du tube.

Les deux bobines placées verticalement contre le col du tube assurent la déviation horizontale (lignes). Les deux bobines placées horizontalement sur les bobines lignes provoquent la déviation verticale (trames).

L'énergie à leur fournir est proportionnelle au diamètre du col, à la valeur de la THT et à l'angle de déviation maximal; elle est inversement proportionnelle à la longueur des bobines.

Pour les bobines « lignes » dont la résistance en ohms est du même ordre de grandeur que leur inductance en mH, la plus grande efficacité est donnée pour celles dont le produit LI^2 est le plus petit.

Pour les bobines « trames », celles qui ont la plus grande efficacité sont celles qui ont le produit RI^2 le plus petit.

Le déviateur comprend les **aimants de cadrage** qui permettent de diriger le faisceau au centre de l'écran, au repos. La correction du « coussin » de l'image est obtenue par deux ou par quatre petits aimants fixés de part et d'autre du déviateur, perpendiculaires entre eux.

Caractéristiques typiques des déviateurs

— Tube 110° col 28,6 mm :

- Bobines lignes : R = 2,9 Ω — L = 2,1 mH bobines en série
  R = 0,5 Ω — L = 215 µH bobines en parallèle.
- Bobines trames : R = 9,8 Ω — L = 22 mH bobines en série.

— Tube 110° col 20 mm :

- Bobines lignes : R = 0,5 à 1 Ω — L = 255 à 420 µH bobines en série.
- Bobines trames : R = 2,7 à 3 Ω — L = 7,9 à 8 mH bobines en parallèle.

2. TUBES CATHODIQUES ET DÉVIATEURS POUR TÉLÉVISEURS EN COULEUR

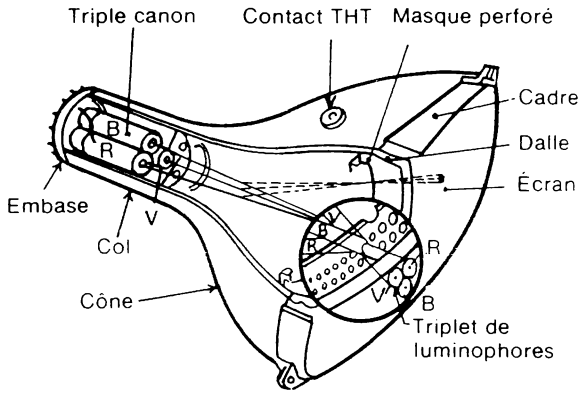
Principe du tube à masque

Il consiste à superposer trois images correspondant à chacune des couleurs primaires, sur un même écran, au moyen de faisceaux issus de trois canons électroniques le balayant simultanément. L'aspect extérieur du tube est celui d'un tube noir et blanc. Ses différences sont les suivantes :

Trois canons électroniques identiques placés à l'intérieur du col, en triangle équilatéral dans les premiers tubes dits en delta, en ligne dans les tubes actuels. L'axe des trois canons convergent vers le centre de l'écran. Chaque canon reçoit la modulation vidéo correspondant à une couleur : rouge, vert, bleu.

Un écran trichrome formé de luminophores de matières s'illuminant respectivement en rouge, en vert et en bleu. Ces triplets de luminophores sont déposés selon un triangle équilatéral, dont le centre correspond au point d'impact virtuel d'un faisceau d'électrons émis dans l'axe du tube, dans les tubes en delta.
Dans les tubes actuels à canons en ligne les luminophores sont déposés en bandes verticales parallèles.

Un masque perforé situé à 15 mm devant l'écran sélectionne les couleurs de façon que les électrons émis par chaque canon n'atteignent que les luminophores correspondant à cette couleur, à l'exception des deux autres. Dans un tube en delta les trous ont 250 µm de diamètre, ils sont espacés de 750 µm percés dans une tôle d'acier de 0,1 mm.
Dans un tube en canons en lignes les fentes du masque sont rectangulaires. Pour un tube de 66 cm, l'espace centre à centre des bandes de luminophores est de 265 µm; la distance entre deux triplets adjacents est de 795 µm. Un luminophore mesure 650 µm sur 200 µm. La distance entre deux triplets dans le sens de la hauteur est de 150 µm. Chaque fente du masque correspond à un triplet. Dans le but de supprimer les effets de moiré les fentes sont décalées d'un demi-intervalle d'une fente à l'autre (figure).



Tube à canons en delta.

Grâce à la disposition des fentes et des luminophores en bandes, les tolérances de fabrication du tube dans le sens vertical ne nécessitent plus de réglage.
En réalité les faisceaux électroniques des trois canons n'irriguent pas seulement une seule fente du masque, car il est impossible d'obtenir un spot aussi fin. Seulement 19 % des électrons passent dans les trous et donc 81 % sont absorbés par le masque porté à une tension de 25 kV. Le courant de faisceau atteint 1 mA. Ainsi, la puissance dissipée sur le masque est voisine de 20 W.

Ensembles de déviation et de correction

Le déviateur remplit la même fonction qu'en noir et blanc. La correction de coussin ne peut plus être obtenue par des aimants; on doit faire circuler dans les bobines des courants de forme appropriée.
Les aimants de pureté corrigent les tolérances de fabrication du tube. Ils permettent l'alignement rigoureux des canons avec le masque et les luminophores correspondants. On les règle pour obtenir une couleur pure sur toute la surface de l'écran, pour chacun des canons.

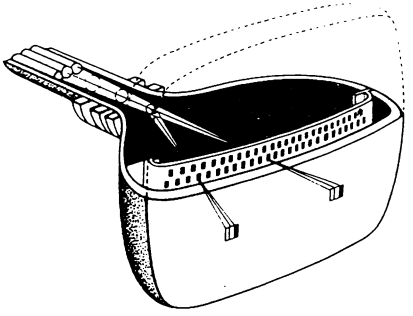
L'unité de convergence statique assure le croisement des trois faisceaux dans les mêmes trous du masque. Avec des aimants réglables on applique à chaque faisceau un champ magnétique radial et latéral pour obtenir cette convergence au centre de l'écran.

L'unité de convergence dynamique est nécessaire pour compenser les erreurs de convergence sur toute la surface de l'écran.
En effet, lorsqu'on balaie l'écran sur toute sa surface, les points de convergence des trois faisceaux se déplacent sur un lieu de convergence sphérique dont le rayon de courbure est inférieur à celui du masque. De plus, les trois canons ne sont placés ni dans un même plan, ni sur l'axe du tube. Pour toutes ces raisons, il en résulte trois trames qui ne se superposent pas, surtout dans les angles de l'écran.
Sur les tubes en delta les réglages étaient très nombreux pour assurer cette correction. Des solutions ont été trouvées sur les tubes en ligne de façon à réduire et même à supprimer ces réglages.

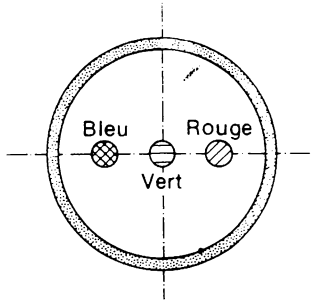
TÉLÉVISION-TUBES CATHODIQUES

Protection contre les champs magnétiques

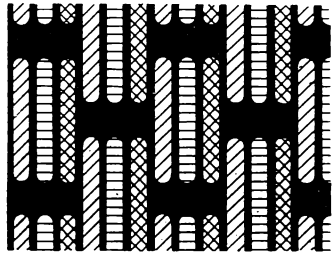
On conçoit qu'un tube couleur doive être protégé contre les champs magnétiques par un blindage efficace. Il est constitué par une feuille de tôle emboutie fixée au cadre du masque, à l'intérieur du tube.
De plus, deux bobines de démagnétisation sont fixées sur le cône du tube. Elles sont mises sous tension alternative pendant un court instant à chaque allumage du téléviseur. Elles éliminent la magnétisation prise par le blindage et par les pièces métalliques proches.



Tube à canons en ligne.



Masque



Luminophores.

Détail du masque et de l'écran du tube à canons en ligne.

Technologie des tubes et des déviateurs de la troisième génération

Principe du tube auto-convergent

Les tubes à canons en delta sont équipés d'un déviateur donnant un champ homogène anastigmate; c'est-à-dire donnant un spot circulaire. Les convergences statiques et dynamiques sont obtenues au moyen de nombreux réglages.
Les tubes à canons en ligne et leurs déviateurs ont été complètement repensés de façon à obtenir un ensemble auto-convergent c'est-à-dire à

adapter la répartition des champs de déviation afin d'obtenir la convergence des trois faisceaux sur toute la surface de l'écran. Le déviateur donne un champ non homogène produisant un astigmatisme prononcé, c'est-à-dire, non plus un point, mais un ovale. Le déviateur est conçu également pour donner un champ de déviation horizontale à fort effet de coussin et un champ de déviation verticale à effet de tonneau. Leur combinaison donne sur l'écran un résultat anastigmatique.

Ces effets sont obtenus par la disposition des fils dans les bobines et par des pièces magnétiques à l'avant du canon qui déforment les lignes de force des champs de déviation.

De plus, la finesse du spot a été améliorée en modifiant les lentilles électroniques au moyen du canon à haut potentiel : 28 % de la THT soit 7 kV de tension de focalisation, au lieu de 18 % sur les tubes précédents.

Système 30 AX R.T.C.

Tube à col de 36 mm de diamètre, THT = 25 kV — 1 mA. $G_3 = 7$ kV. Le cône du tube comprend trois bossages dans le verre destinés à recevoir les trois ergots du déviateur de façon à assurer une position correcte du déviateur par rapport au tube.

Les trois paires d'aimants qui assuraient la pureté des couleurs et la convergence statique sont supprimées. Elles sont remplacées par un anneau magnétique placé dans le col du tube. Cet anneau est aimanté en usine durant la phase finale du réglage du tube.

La distribution du champ de déviation réduit les distorsions de coussin gauche-droite (ou est-ouest); la modulation du courant de déviation est seulement de 8 %. Les tubes à angle de déviation de 90° permettent de supprimer cette correction, alors qu'elle doit être maintenue sur les tubes 110°. Deux aimants placés en haut et en bas du déviateur éliminent la correction verticale.

L'**effet de coma** a été éliminé en plaçant des conformateurs de champ au sein des bobines. Le coma est une aberration qui affecte les faisceaux pénétrant dans la zone de déviation sous un angle faible, vis-à-vis de l'axe du tube. Le spot lumineux est accompagné d'une tache circulaire légèrement décalée formant une queue de comète.

Caractéristiques du déviateur 30 AX R.T.C.

Caractéristiques	Déviation horizontale	Déviation verticale
Inductance	1,5 mH	10 mH
Résistance	1,3 Ω	6,1 Ω
Courant (c à c)	5 A	1,9 A
Énergie $\left(\frac{1}{8} LI^2 c \text{ à } c\right)$	4,7 mJ	4,5 mJ
Puissance $\left(\frac{1}{12} RI^2 c \text{ à } c\right)$	2,7 W	1,8 W

Flat and Square 45 AX RTC

Ces nouveaux tubes rectangulaires et plats marquent une amélioration sur un grand nombre de points, par rapport à la série précédente 30 AX.

Principales caractéristiques
Tubes : 66 cm : 110° col 29 mm - 59 cm : 110° col 29 mm - 51 cm : 110° col 29 mm - 59 cm : 90° col 29 mm - 51 cm : 90° col 22 mm - 41 cm : 90° col 22 mm - 36 cm : 90° col 22 mm à écrans plats. Canon modifié pour obtenir un spot plus fin sur l'écran; la focale passe de 28 % à 31 % de la THT.
Filaments à consommation réduite : 290 mA sous 6,3 V.
Déviateur selle-selle fixé sur le col du tube et réglé en usine. Consommation réduite de 8 W.
Une seule correction E — W sur les tubes 110°.
Augmentation de la surface visible de l'image d'environ 20 % à tubes semblables.

Système PILS 4 Vidéocolor

Tube à col de 29 mm, THT = 25 kV - 1 mA - G_3 = 7 kV.
Les principales caractéristiques sont voisines de celles du tube 30 AX.
La déviation horizontale est assurée par un bobinage en selle pouvant être branché en série ou en parallèle.
La déviation verticale est obtenue par des enroulements en tore pouvant également être branchés en série ou en parallèle.
La pureté des couleurs et la convergence statique sont obtenus par une bague en plasto-ferrite collée à l'extérieur du tube et aimantée en usine lors du réglage du tube.
Le tube reçoit son déviateur qui est fixé à demeure sur le col. L'ensemble est réglé de façon à obtenir un blanc pur sur l'écran et une géométrie parfaite.
Les tubes 90° ne demandent aucune correction de coussin est-ouest. Les tubes 110° nécessitent un courant de correction est-ouest de 8 %.

Caractéristiques du déviateur PILS 4

Caractéristiques	Déviation horizontale	Déviation verticale	
		série	parallèle
Inductance	1,5 mH	26,6 mH	6,65 mH
Résistance	1,33 Ω	9,6 Ω	2,4 Ω
Courant (c à c)	4,62 A	1,17 A	2,34 A
Énergie (1/8 LI^2 c à c)	4,3 mJ	4,5 mJ	4,5 mJ
Puissance (1/12 RI^2 c à c)	2,4 W	1,1 W	1,1 W

Full Square FS 10 Vidéocolor

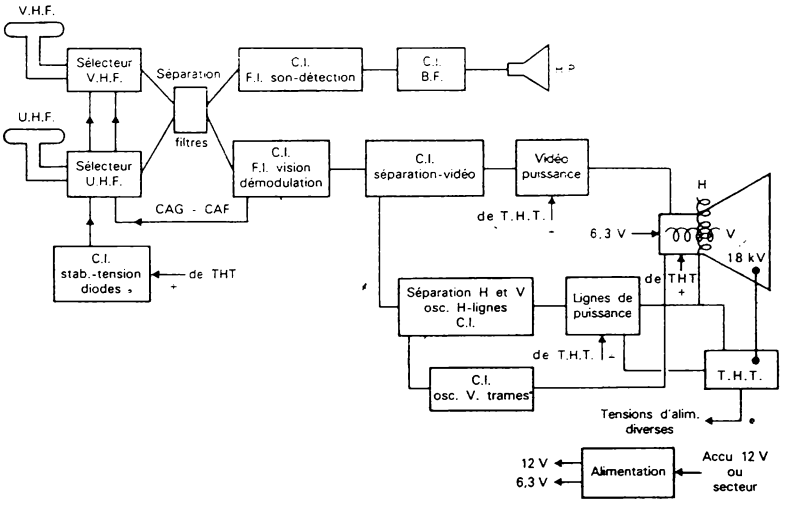
Ces nouveaux tubes sont rectangulaires et légèrement moins plats que les modèles RTC. Ils groupent également un certain nombre d'amélioration par rapport au PILS 4.

Principales caractéristiques

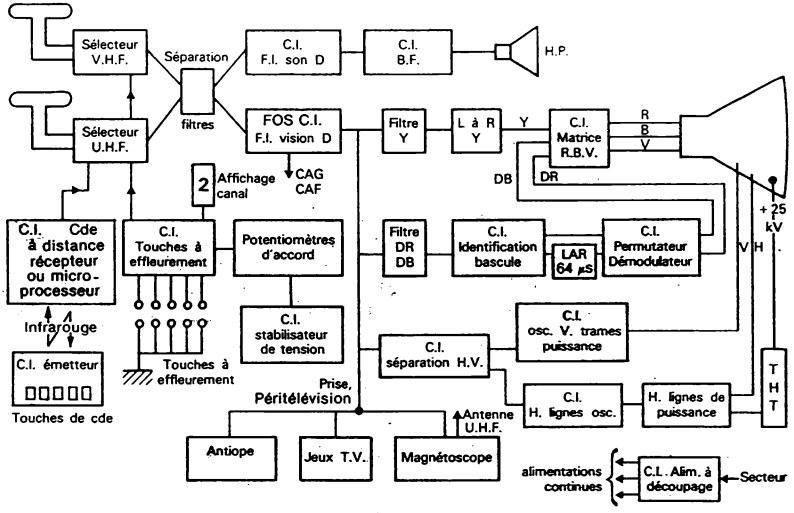
Tubes : même série que RTC.
Canon à double lentille bipotentielle allongé DB/XL pour une meilleure convergence et une focalisation parfaite sur toute la surface de l'écran, elle passe de 28 % à 31 % de la THT.
Écran : système « Black Matrix » : une bande verticale de graphite de 80 µm de largeur est déposée entre chaque ligne de luminophores. On observe une nette augmentation du contraste. La transmission de la dalle passe de 72 % à 65 % dans le même but.
Déviateur selle-tore fixé sur le col du tube et réglé en usine.
Une seule correction E — W sur les tubes 110°.
Augmentation de la surface visible de l'image d'environ 20 % à tubes semblables.
Un tube couleur actuel se monte aussi facilement qu'un tube noir et blanc, grâce à l'ensemble des perfectionnement apportés dans leur technologie.

TÉLÉVISION. RÉCEPTEUR

1. SCHÉMA DE BLOC DU RÉCEPTEUR EN NOIR ET BLANC



2. SCHÉMA DE BLOC DU RÉCEPTEUR EN COULEUR



On constate un certain nombre d'étages communs dans les deux types de téléviseurs qui peuvent être traités ensemble.

3. RAPPEL DES GAMMES A RECEVOIR

— **Bande I** : 47 à 68 MHz.

Canaux A	fosc	80,45	f vision 47,75	f son 41,25 MHz
B		88,45	55,75	49,25
C		96,45	63,75	57,25
C_1		93,20	60,50	54,00.

La fréquence son est inférieure à celle de la vision, la fréquence oscillateur doit être supérieure à la fréquence vision de façon à rétablir le sens des autres bandes en F.I., ce sont des canaux supradynes.

— **Bande III** : 174 à 223 MHz.

Canaux 1	fosc	143,30	f vision 176,00	f son 182,50 MHz
2		151,30	184,00	190,50
3		159,30	192,00	198,50
4		167,30	200,00	206,50
5		175,30	208,00	214,50
6		183,30	216,00	222,50.

La fréquence son est supérieure à celle de la vision, la fréquence oscillateur est inférieure à celle de la vision, ce sont des canaux infradynes.

— **Bandes IV et V : 470 à 860 MHz.**
49 canaux de 21 à 69, infradynes. Canal 21 - f osc. 438,55 - f vision 471,25 - f son 477,75 MHz. Les autres canaux se suivent à 8 MHz.

— **Normalisation**
Tous les canaux ont 8 MHz de largeur, pour la norme française L, l'écart entre la vision et le son est de 6,5 MHz. Les fréquences F.I. sont de 32,7 MHz pour la vision et de 39,2 MHz pour le son.

4. SÉLECTEUR VHF-UHF

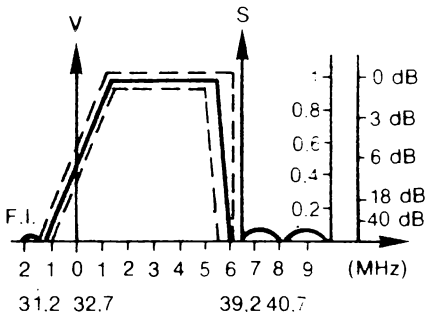
Il est maintenant combiné en un seul boîtier. Il comprend : un étage HF, un oscillateur local et un mélangeur pour chacune des gammes. L'accord des bobinages est effectué par des diodes à capacité variable. La commutation des gammes est obtenue par des diodes polarisées en direct ou en inverse.
La tension d'entrée admise peut varier entre 20 µV et 20 mV, soit 60 dB. C'est pourquoi un contrôle automatique de gain est indispensable. Il agit en direct sur le sélecteur avec un retard de l'ordre de 1 mV et en inverse sur les étages F.I. vision. Le bruit du sélecteur doit être faible vers 6 dBµV. Le gain en puissance est de l'ordre de 20 dB.

5. CIRCUITS VISION ET SON

La fréquence intermédiaire vision

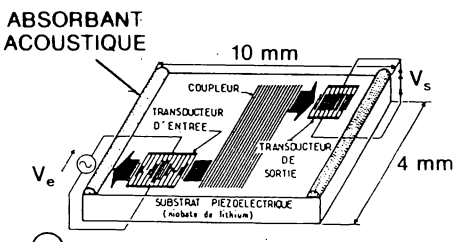
Un filtre assure la séparation de la vision et du son. Un préamplificateur attaque le filtre à onde de surface FOS qui réalise la courbe de sélectivité F.I. La figure donne le gabarit TDF pour cette courbe et la position des filtres. Comme la modulation vision est effectuée à bande latérale atténuée de 1,25 MHz de talon à l'émission, il faut compenser la suramplification des fréquences basses en calant la porteuse vision à — 6 dB sur la courbe F.I., dite **flanc de Nyquist.** On obtient ainsi, une même valeur d'amplification pour toutes les fréquences vidéo.

31,2 réjecteur porteuse son canal adjacent
39,2 réjecteur porteuse son du canal reçu
40,7 réjecteur porteuse vision canal adjacent

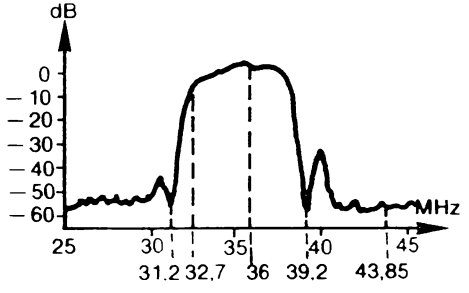


Gabarit TDF-F.I. *vision.*

— **Le filtre à onde de surface** (FOS) comprend : un transducteur d'entrée, un coupleur et un transducteur de sortie, déposés sur un substrat piézoélectrique.



(a) Structure du filtre



(b) Courbe de réponse F.I. normes L, L'

Filtre à onde de surface (FOS).

Le signal électrique d'entrée engendre un champ électrique qui excite le substrat en formant une onde mécanique. La disposition et la dimension des électrodes des transducteurs favorisent une plage de fréquence et éliminent les autres. Le coupleur favorise l'onde de surface et rejette l'onde de volume, il sépare les transducteurs. L'onde de surface ne peut être transmise que si les nœuds de vibration se trouvent entre deux dents successives.
Les FOS sont très intéressants car ils suppriment les bobinages et leurs réglages; leur courbe de réponse est parfaite et ils présentent une faible dérive thermique.

— **Le circuit intégré vision** se place derrière le FOS. Il contient un amplificateur à trois étages commandés par un CAG inverse. Il est suivi par un détecteur synchrone qui délivre en sortie un signal vidéo composite en négatif ou en positif. Il est complété par un circuit de contrôle automatique de fréquence (CAF) qui agit sur l'oscillateur local. Il fournit également le CAG direct destiné au sélecteur VHF-UHF.

La fréquence intermédiaire son et la détection

La courbe de réponse est obtenue par des bobinages simples sur la fréquence de 39,2 MHz. On admet une largeur de bande comprise entre 0,5 à 1 MHz à 6 dB de façon à tolérer une légère dérive de l'oscillateur local.
Le circuit intégré suivant comprend trois étages d'amplification, dont un commandé en gain. La démodulation synchrone est préférée à la détection d'enveloppe pour le son. Son gain est de l'ordre de 65 dB.
Avec l'installation de la prise péritélévision des commutations supplémentaires doivent être prévues. Il faut pouvoir :

— Obtenir en sortie B.F. le son télévision.
— Diriger le son télévision vers la prise péritélévision.
— Recevoir un son extérieur et le diriger vers la sortie B.F.

Ces commutations sont obtenues par un circuit logique commandé par une touche, ou par un microprocesseur.
Un potentiomètre électronique commandé par une tension continue permet de régler le niveau de sortie. D'autres potentiomètres électroniques corrigent le timbre.
A chaque changement de programme le potentiomètre électronique est bloqué par un niveau logique bas envoyé par le bloc de commande.

L'amplificateur de puissance son

Il est constitué par un circuit intégré de la puissance désirée. Certains téléviseurs disposent d'une mini-chaîne à haute fidélité en sortie son.

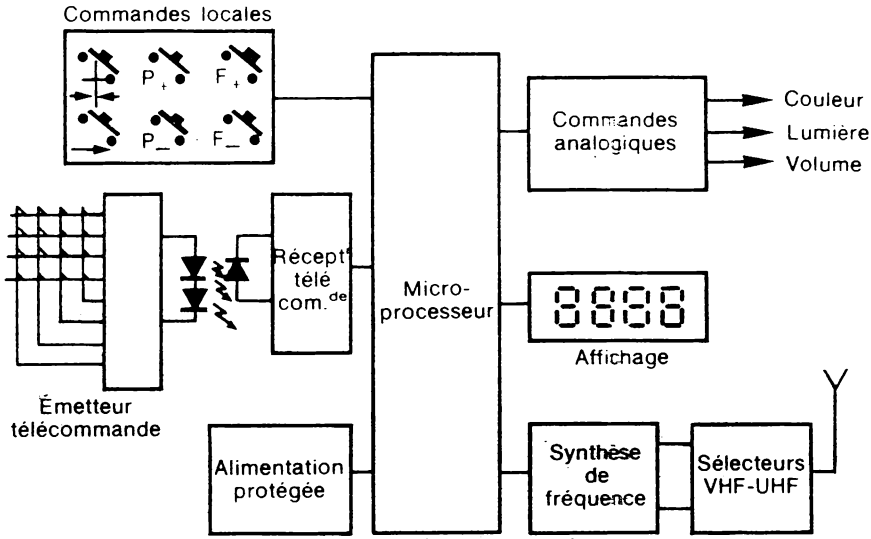
6. COMMANDES

Commandes mécaniques par touches

Elles équipent les téléviseurs noir et blanc, ainsi que les téléviseurs en couleur bas de gamme.
Chaque touche est préréglée sur une station; ses contacts assurent : la commutation sur la bande convenable (I-III-IV et V), la mise en service d'un potentiomètre réglé sur la tension nécessaire aux diodes à capacité variable pour obtenir l'accord et un contact coupe le haut-parleur pendant la manœuvre de la touche pour éviter les bruits de commutation.
Les autres réglages sont assurés par des potentiomètres : volume sonore, tonalité, lumière, contraste, couleur. Un interrupteur coupe l'alimentation.

Télécommande par synthèse de fréquence et microprocesseur

Elle est adoptée sur les téléviseurs en couleur de haut de gamme. Le principe consiste à mettre en mémoire et à contrôler la fréquence de l'oscillateur des sélecteurs VHF-UHF pour régler l'appareil sur un programme. Il comprend :

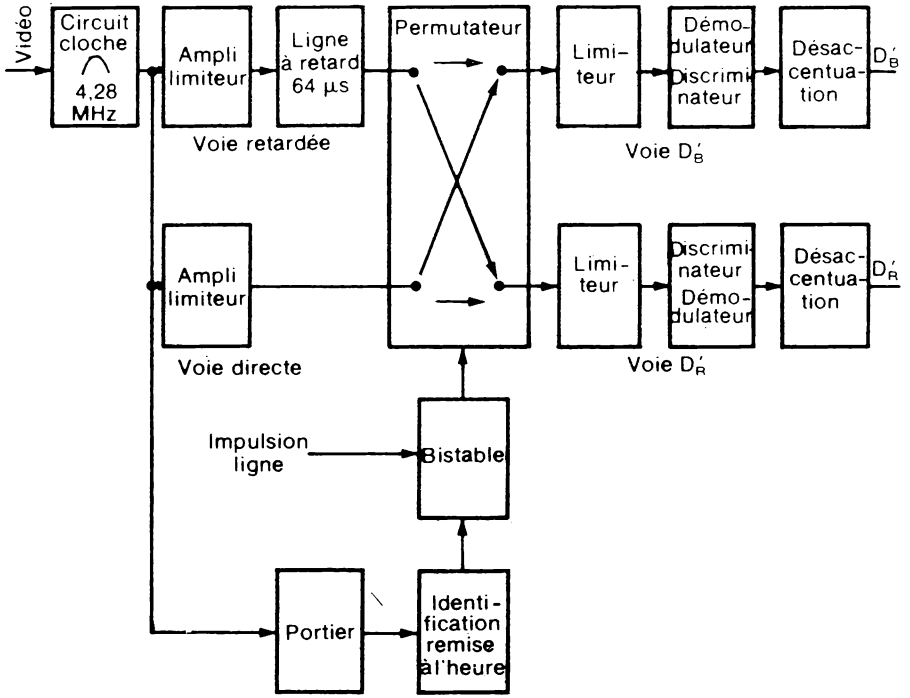


Télécommande par synthèse de fréquence et microprocesseur.

— Une commande et une télécommande pour l'usager.
— Une mémorisation non volatile (ROM) de la fréquence de tous les canaux VHF—UHF.
— Un affichage du programme choisi.

L'utilisateur peut explorer les bandes, canal par canal et stopper lors de la réception de la station désirée qui peut être mise en mémoire sous un numéro de programme.
Le microprocesseur permet également de régler le volume sonore, la lumière et la couleur. A l'allumage et à chaque changement de programme la voie son est bloquée. Une touche permet également de couper le son.

Une touche « valeur moyenne » ramène à 50 % de leur réglage les commandes de volume sonore, de lumière et de saturation des couleurs.
Toutes ces fonctions sont visualisées au moyen d'un afficheur à quatre chiffres de sept segments.
La télécommande comporte un clavier à 23 touches permettant de réaliser 29 fonctions : 16 programmes, arrêt/marche, volume sonore, lumière, couleur, programmes + et —, accord fin + et —, mémorisation, valeur moyenne et coupure son. Elle fonctionne en infrarouge vers 930 nm au moyen de messages codés.



Décodage des signaux de chrominance.

7. DÉCODAGE DES SIGNAUX DE CHROMINANCE

Le décodeur Secam

Il comprend :

— **Le circuit en cloche** réglé sur la fréquence moyenne des deux identifications F_{OB} et F_{OR} soit 4,28 MHz rétablit l'amplitude de la sous-porteuse chrominance.

— **L'amplificateur limiteur** des voies directe et retardée amplifie le signal de sous-porteuse et élimine toute modulation d'amplitude parasite.

— **La ligne à retard** de 64 µs durée d'une ligne dans la voie retardée.

— **Le permutateur** reçoit les signaux de la voie directe et de la voie retardée; il est commandé par un bistable à la fréquence ligne et synchronisé avec les signaux d'identification. Il dirige les signaux de couleur D'_R et D'_B vers les voies correspondantes.

— **Le circuit d'identification** reçoit les salves de sous-porteuse transmises pendant la durée de suppression de ligne, à la fréquence de 4,40 MHz pour la ligne D'_R et de 4,25 MHz pour la ligne D'_B.
Si les salves d'identification n'existent pas, ou sont reçues avec un niveau perturbé, le portier bloque la voie chrominance et la réception passe en noir et blanc.

— **Les démodulateurs.** Les signaux D'_R et D'_B sont tout d'abord limités, afin d'éliminer toute modulation d'amplitude, puis ils sont démodulés. C'est le démodulateur à coïncidence qui est utilisé dans les circuits intégrés.

— **La désaccentuation** est nécessaire puisque les signaux de chrominance ont été accentués à l'émission de façon à réduire la sensibilité au bruit.
A l'exception du circuit en cloche et de la ligne à retard, tous les autres circuits sont contenus dans un seul circuit intégré.

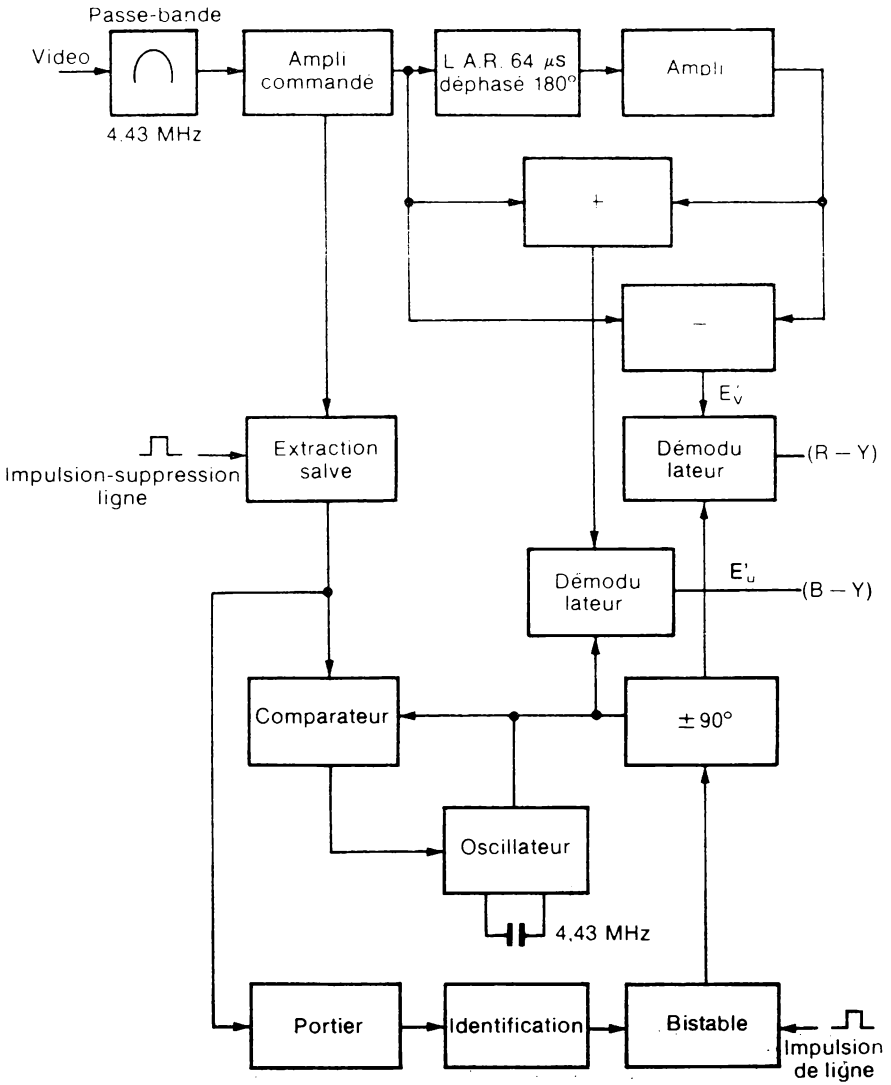
Le décodeur PAL

Il comprend :

— **Le filtre passe-bande** est accordé sur la fréquence de la porteuse chrominance supprimée : 4,43 MHz. Il sert à séparer la chrominance de la luminance.

— **Le signal de référence et la salve de sous-porteuse.** Puisque la porteuse chrominance est supprimée à l'émission, il faut la reconstituer grâce à un oscillateur à quartz accordé sur 4,43 MHz. Il est asservi en phase par la salve transmise pendant l'intervalle de suppression ligne. La phase de cette salve est modifiée à la fréquence ligne de façon à obtenir la salve alternante de synchronisation de $E'_v(D_R)$ par rapport à $E'_u(D_B)$.
En l'absence de cette salve le circuit d'identification bloque le portier et la réception passe en noir et blanc.

— **La démodulation**
Le signal $E'_u(D_B)$ peut être démodulé au moyen du signal de référence (4,43 MHz). Par contre, le signal $E'_v(D_R)$ nécessite le même signal de référence, mais déphasé de 90°. Pour éviter l'inconvénient du NTSC sensible à la phase différentielle du signal, la composante E'_v est inversée une ligne

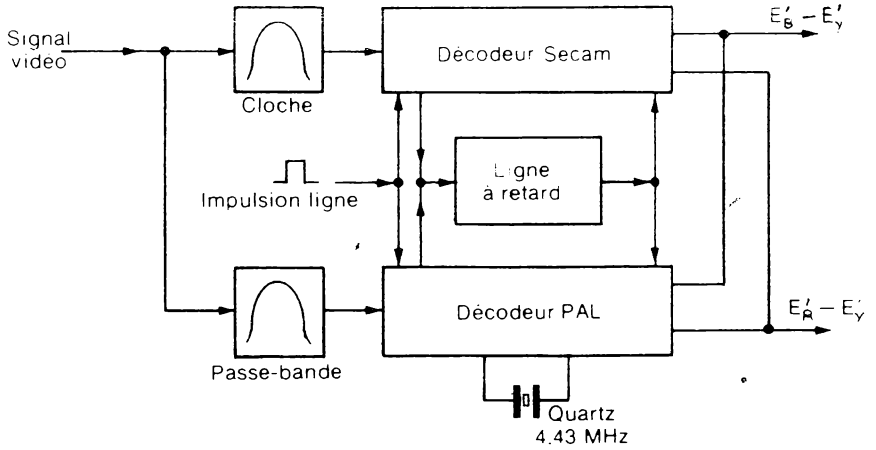


Décodeur PAL.

sur deux. On effectue la moyenne entre les informations transmises pendant deux lignes successives. Il faut donc prévoir une ligne à retard de 64 µs pour disposer simultanément des informations transmises pendant deux lignes successives, afin d'effectuer leur somme et leur différence.
En sortie des démodulateurs on obtient (R − Y) et (B − Y).
A l'exception du filtre passe-bande, de la ligne à retard et du quartz 4,43 MHz, tous les autres circuits sont compris dans un circuit intégré.

Le décodeur PAL. Secam

Il est très simple et comprend :



Décodeur PAL-Secam.

— le circuit intégré Secam et son circuit cloche;
— le circuit intégré Pal, son passe-bande et son quartz;
— la ligne à retard 64 µs commune aux deux standards.

Les circuits intégrés sont conçus de telle façon qu'aucune commutation n'est nécessaire, chacun réagissant à son standard.

8. TRAITEMENT DES SIGNAUX VIDÉO EN COULEUR

Le signal de luminance

Le signal de luminance Y est extrait de la vidéo-composite; un filtre accordé sur 4,286 MHz élimine la chrominance. Le signal de luminance est transmis avec une bande d'environ 4 MHz, tandis que les signaux de chrominance n'ont qu'une bande de 1 MHz. Comme le temps d'établissement du signal est inversement proportionnel à la largeur de bande du circuit, il faut retarder la luminance d'environ 425 ns par une ligne à retard, de façon qu'elle arrive en phase, avec la chrominance, pour le matriçage des signaux.
Le réglage de l'amplitude du signal de luminance (contraste) est effectué par un potentiomètre électronique commandé par une tension continue.
Jusqu'à la cathode du tube il faut transmettre la composante continue de façon à obtenir la teinte moyenne de l'image.

Le matriçage des signaux

Après le traitement des signaux de chrominance et de luminance on dispose des signaux E'_Y, $(E'_R - E'_Y)$ et $(E'_B - E'_Y)$. Il faut reconstituer E'_V par une matrice à résistances :

$$-(E'_V - E'_Y) = 0{,}51\,(E'_R - E'_Y) + 0{,}19\,(E'_B - E'_Y).$$

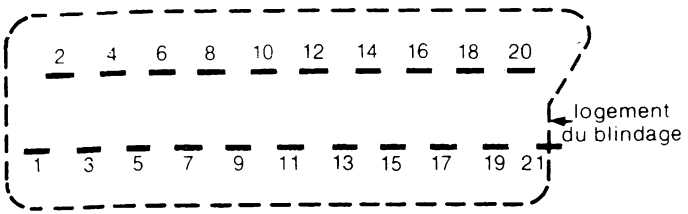
Puis, par une autre matrice on obtient les trois couleurs :

$$E'_R = (E'_R - E'_Y) + E'_Y$$
$$E'_B = (E'_B - E'_Y) + E'_Y$$
$$E'_V = (E'_V - E'_Y) + E'_Y.$$

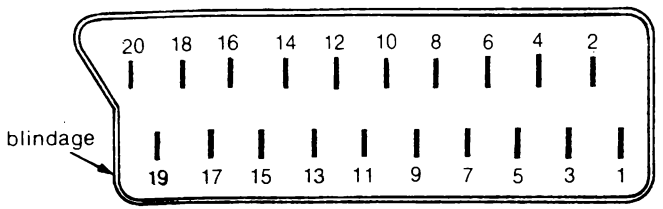
Le réglage de la saturation permet de colorier plus ou moins l'image, en admettant plus ou moins de E'_Y dans la chrominance.

La prise péritélévision

Elle permet au récepteur de devenir un terminal universel vidéo. Les caractéristiques des prises sont les suivantes :



Identification des contacts de l'embase (vue côté câblage)



Identification des contacts de la fiche (vue côté câblage)

Prise Péritélévision.

Signaux fournis par le téléviseur

— **Voie son** : niveau 110 mVeff ± 3 dB, impédance ⩽ 1 kΩ, sortie voie gauche stéréo : broche 3, voie droite : broche 1, masse : broche 4. En mono le signal est identique sur les broches 1 et 3.

— **Voie vidéo :** niveau 1 Vc à c + 6 — 3 dB. impédance 75 Ω, tension continue superposée 0 à + 2 V : broche 19, masse : broche 17. blindage de la prise : broche 21.

— **Signaux de télécommande** : broches 12 et 10, masse : broche 14.

Signaux délivrés au téléviseur

— **Voie son :** niveau 100 mV ± 3 dB, impédance 10 kΩ; impédance d'entrée du téléviseur ⩾ 4,7 kΩ - Entrée mono ou stéréo voie gauche : broche 6 - Entrée stéréo voie droite : broche 2; masse : broche 4.

— **Voie vidéo :** niveau 1 Vc à c ± 3 dB, impédance 75 Ω, tension continue superposée 0 à + 2 V - Entrée vidéo composite positive ou synchro : broche 20, masse : broche 17 - Entrée rouge : broche 15, masse : broche 13 - Entrée verte : broche 11, masse : broche 9 - Entrée bleue : broche 7, masse : broche 5.

— **Signaux de commande**

• *Commutation lente :* niveau 0 à 1 V inactive = réception télévision; niveau 10 à 12 V active = position péritélévision; impédance 4,7 kΩ; borne 8, masse : borne 18 : attaque par une source extérieure.

• *Commutation rapide :* niveau 0 à 0,4 V inactive = réception télévision; niveau 1 à 3 V active = incrustation dans l'image; impédance 75 Ω : borne 16, masse : borne 18.

Le matriçage des signaux, les réglages de luminance et de saturation, ainsi que les commutations pour la prise péritélévision sont assurés par un circuit intégré.

L'amplificateur vidéo

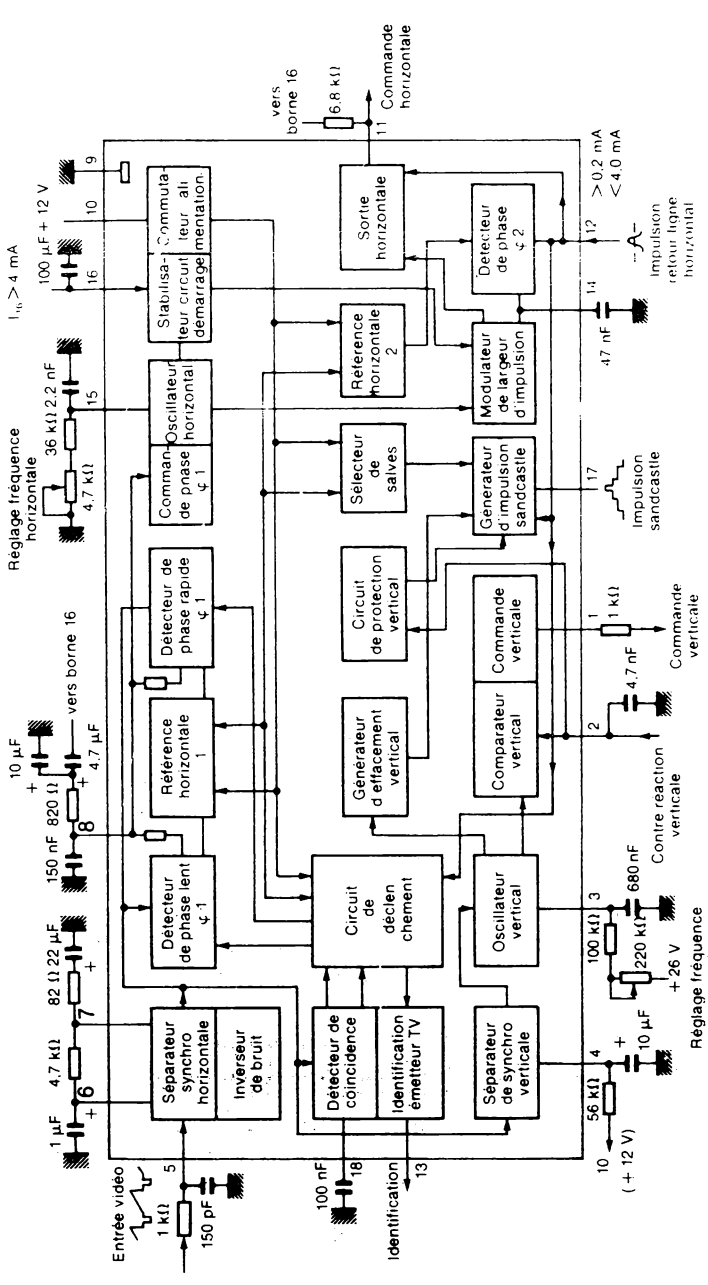
Il se compose de trois amplificateurs de puissance destinés à attaquer les trois cathodes du tube trichrome, pour chacune des trois couleurs fondamentales RVB.

Pour moduler complètement les tubes actuels, il faut prévoir une tension vidéo maximale de 125 V sur chacune des cathodes. Le potentiel de G_1 est à la masse. Plus la tension de cathode décroît, plus le courant croît et plus la luminance de l'écran augmente. La tension vidéo maximale correspond au noir.

Pour obtenir le blanc D65 le pourcentage du courant anodique total du tube, en fonction des couleurs est :

Rouge 37 % - Vert 37 % - Bleu 26 %.

Des éclateurs sont prévus sur le support du tube de façon à éviter des surtensions accidentelles, dues à des courts-circuits fugitifs des électrodes du tube. Leur mise à la masse doit être soignée.



Circuit intégré petits signaux.

9. CIRCUITS DE BALAYAGE

Ils se sont simplifiés par la suppression du 819 lignes et par l'évolution des tubes couleur auto-convergents. Les tubes 90° n'ont besoin d'aucune correction; sur les tubes 110° seule la correction est-ouest est maintenue. Par contre des circuits complexes améliorent la fiabilité et économisent l'énergie. Ainsi le téléviseur couleur consomme moins de 100 W.

Le circuit intégré petits signaux (voir figure page 294)

Il assure les fonctions suivantes :

— Séparation des signaux de synchronisation de la vidéo composite. Séparation des signaux de synchronisation de ligne par différenciation et des signaux de trame par intégration.
— Oscillateur horizontal du type RC synchronisé par une boucle d'asservissement à comparateur de phase; réglable par un potentiomètre extérieur.
— Oscillateur vertical également sinusoïdal RC synchronisé, soit par l'impulsion de trame, soit par comparateur de phase; réglable par un potentiomètre extérieur.
— Générateurs des impulsions d'effacement de retour du spot horizontal et vertical.

La base de temps horizontale (lignes)

La déviation du spot lumineux sur l'écran du tube cathodique est assurée par des circuits qui créent dans les bobines de déviation un champ magnétique variant linéairement en fonction du temps pendant l'aller de la déviation, puis revenant rapidement à sa valeur initiale, pour le retour du spot. C'est un signal en « dent de scie » dont la fréquence de récurrence totale, aller plus retour, est de 15 625 Hz.

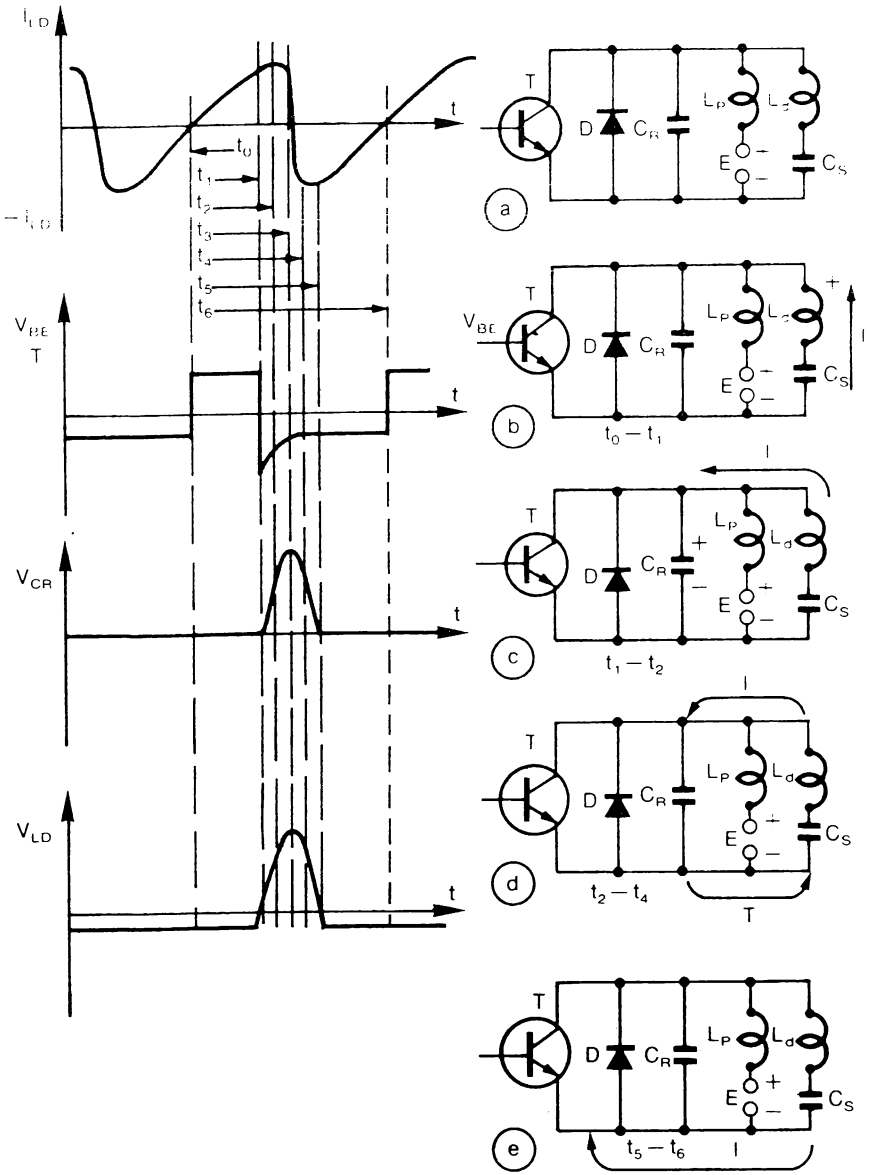
Le circuit de déviation comprend (voir figure page 296) :

— **Le déviateur :** L_d.

— **Le condensateur de correction en S :** C_s. Ce condensateur déforme en S l'aller du balayage de façon à compenser la courbure de l'écran du tube et la valeur de l'inductance de charge de l'étage final Lp, pour obtenir une bonne géométrie de l'image.

— **L'inductance d'arrêt** de l'alimentation L_p qui est le primaire du transformateur de ligne ou T.H.T.

— **Le condensateur de retour** du balayage C_R.



Base de temps horizontale.

— **Le transistor de puissance T** en parallèle avec la *diode D* en inverse qui constitue un interrupteur fonctionnant dans les deux sens.

— **L'alimentation** de l'étage E appliquée à la base de L_p.
Il s'agit, en fait, d'un circuit oscillant à fréquence basse à l'aller et élevée au retour. Le transistor fournit l'énergie nécessaire pour compenser les pertes et entretenir le balayage.
Pendant l'aller le circuit oscillant est formé par L_d et C_s de période :

$$T = 2\pi\sqrt{L_d \cdot C_s}.$$

Pendant le retour C_R et C_S sont en série et la période de l'oscillation est beaucoup plus petite :

$$T' = 2\pi\sqrt{Ld\,\frac{C_R \cdot C_S}{C_R + C_S}}.$$

La figure montre les différentes phases du balayage :

a : mise en route du circuit, branchement de l'alimentation C_S se charge.

b : $t_0 - t_1$: le transistor est rendu conducteur par V_{BE}; la tension de C_S est appliquée aux bornes de Ld, le courant I_{LD} s'établit et croît, c'est la seconde moitié de l'aller.

c : $t_1 - t_2$: le transistor est bloqué; I_{LD} charge C_R, I_{LD} est maximal.

d : $t_2 - t_4$: l'énergie de L_D passe dans C_R ($t_2 - t_3$), puis de C_R dans L_D en sens inverse ($t_3 - t_4$). C'est le retour avec C_R et C_S en série avec L_D. Le courant $-I_{LD}$ est maximal en t_4. A partir de t_4 le courant diminue et charge $C_S + C_R$ avec une tension de polarité inversée. De t_4 à t_5, C_R achève de se décharger, pour en t_5 se charger avec une polarité opposée rendant la diode D conductrice.

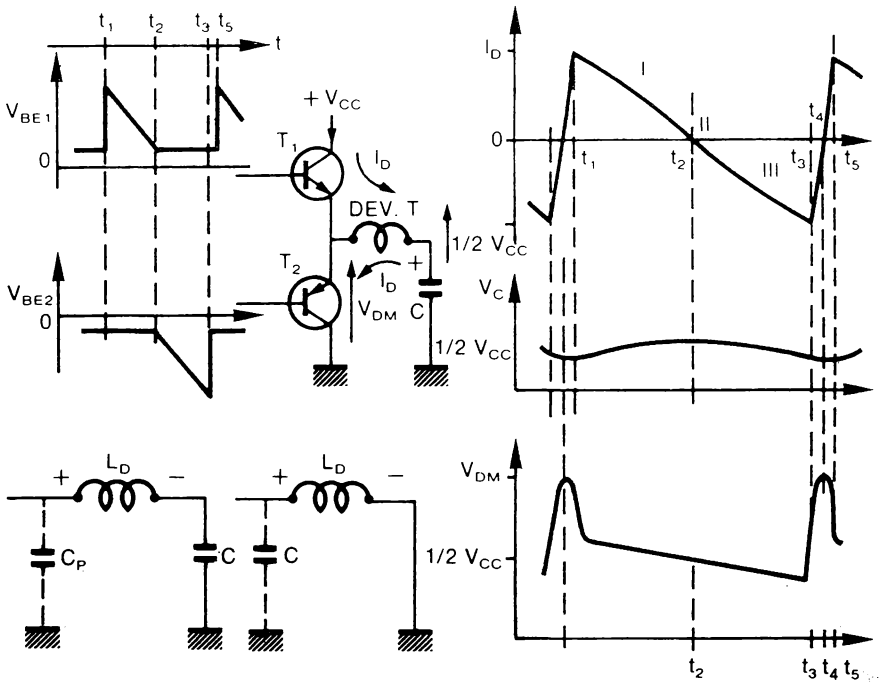
e : $t_5 - t_6$: la diode D est conductrice, le courant $-I_{LD}$ décroît linéairement, car C_R est court-circuité par D et le déviateur n'oscille plus. C'est la première partie de l'aller. A t_6 le transistor est rendu conducteur et le cycle recommence.

Le transformateur THT

En réalité, l'inductance d'arrêt de l'alimentation L_p constitue le primaire du transformateur délivrant la très haute tension (THT) et les autres tensions d'alimentation particulières.
Le retour du balayage horizontal provoque aux bornes de L_p une surtension à la fréquence de 15 625 Hz. Plusieurs secondaires permettent d'obtenir une tension qui redressée et filtrée alimente l'étage vidéo de puissance, le driver ligne, le balayage vertical, l'étage audio de puissance, le chauffage du tube, les diodes à capacité variable...
Le secondaire THT doit fournir 25 kV — 1 mA pour l'anode du tube cathodique et 8 kV pour G_3, la tension de G_2 est prise sur un potentiomètre (environ 1000 V).

Le redressement fractionné est maintenant adopté; le secondaire comprend trois enroulements séparés chacun par une diode. On obtient trois fois 8,3 kV en série pour avoir les 25 kV nécessaires. Le premier enroulement fournit les 8,3 kV destinés à G_3 et par un potentiomètre la tension de focalisation réglable pour G_2.
C'est aux bornes du primaire que l'on prélève le signal à la fréquence ligne, pour le superposer d'une façon parabolique au courant de balayage vertical, pour la correction « nord-sud » des tubes 110°.

La base de temps verticale (trames)



Base de temps verticale.

Elle comprend :

— **Un oscillateur RC** - 50 Hz dans le circuit intégré petits signaux, avec le potentiomètre de « fréquence » séparé.

— **Un générateur de rampe** forme la dent de scie avec une correction en S, réglable par le potentiomètre « linéarité » et par le potentiomètre d'« amplitude ».

— **Un amplificateur de puissance** classe B fournit le courant nécessaire au déviateur : environ 1 A.
Ces deux derniers étages sont intégrés.
La durée d'une trame de 20 ms se décompose en 18,4 ms pour l'aller et 1,6 ms pour le retour.

— **Le déviateur** est branché en série avec le condensateur de correction en S et une résistance de contre-réaction améliorant la linéarité.

Le déviateur se comporte comme une résistance R en série avec une inductance L parcourue par la tension en dent de scie. Pendant l'aller, R est prépondérant devant Z de la bobine; la constante de temps L/R est négligeable. La tension aux bornes du déviateur est $V = RI$.
Pendant le retour, dix fois plus court, la surtension aux bornes du déviateur est prépondérante : $V = L \frac{di}{dt}$. La puissance dans le déviateur est $P = R \frac{I_D^2}{V_{CC}}$.
I_D = intensité crête dans le déviateur, imposée par le tube.
V_{CC} = tension d'alimentation.
La figure montre le fonctionnement de l'étage en classe B. En régime établi l'explication commence à t_2.

— t_2 : C est chargé à $\frac{1}{2} V_{CC}$, la d.d.p. aux bornes de $L_D = 0$. $I_D = 0$, le spot est au milieu de l'écran. Le transistor T_1 est bloqué et T_2 est débloqué par une impulsion négative. Un courant $-I_D$ prend naissance. Le condensateur C est le générateur de tension qui alimente L_D pour balayer la deuxième moitié de l'écran.
— t_3 : T_2 se bloque, le déviateur est chargé à $-I_{D\,max}$ et $V_C = 0$. La capacité parasite Cp de la bobine est en série avec C : $C_{eq} = \frac{Cp \cdot C}{Cp + C}$. Le retour de trame s'amorce à une fréquence dix fois plus rapide que l'aller, lorsque C est seul aux bornes de L_D.
— t_3 à t_5 : V_{DM} représente la surtension de retour de trame. A $t_5 - T_1$ est débloqué et I_D est maximal. L'énergie contenue dans le déviateur est transférée dans C, selon la fréquence de l'aller. La tension $V_{BE\,1}$ décroît entraînant la décroissance de I_D qui atteint 0 à t_2 et le cycle recommence.

10. ALIMENTATION

De nombreux schémas existent, les principaux sont les suivants :

— **Téléviseurs à petits tubes :** alimentation sur batteries 12 V, ou par le secteur avec une stabilisation classique 12 V. Les autres tensions sont fournies par le transformateur THT.

— **Téléviseurs à grand écran :** alimentation secteur à découpage à la fréquence ligne 15 625 Hz, ou à une fréquence supérieure. Plusieurs versions :

— l'alimentation à découpage fournit une basse tension et une tension élevée, toutes les autres sont données par la THT;
— l'alimentation à découpage à la fréquence ligne fournit toutes les tensions nécessaires jusqu'à la THT de 25 kV. Le balayage horizontal se trouve imbriqué avec l'alimentation.

La démagnétisation du tube est branchée sur le secteur avant l'alimentation, mais après l'interrupteur. Elle comprend deux bobines appliquées contre le cône du tube parcourues par un courant alternatif décroissant contrôlé par deux résistances à coefficient de température positif (CTP). Leur échauffement provoque l'augmentation de leur résistance qui réduit le courant.

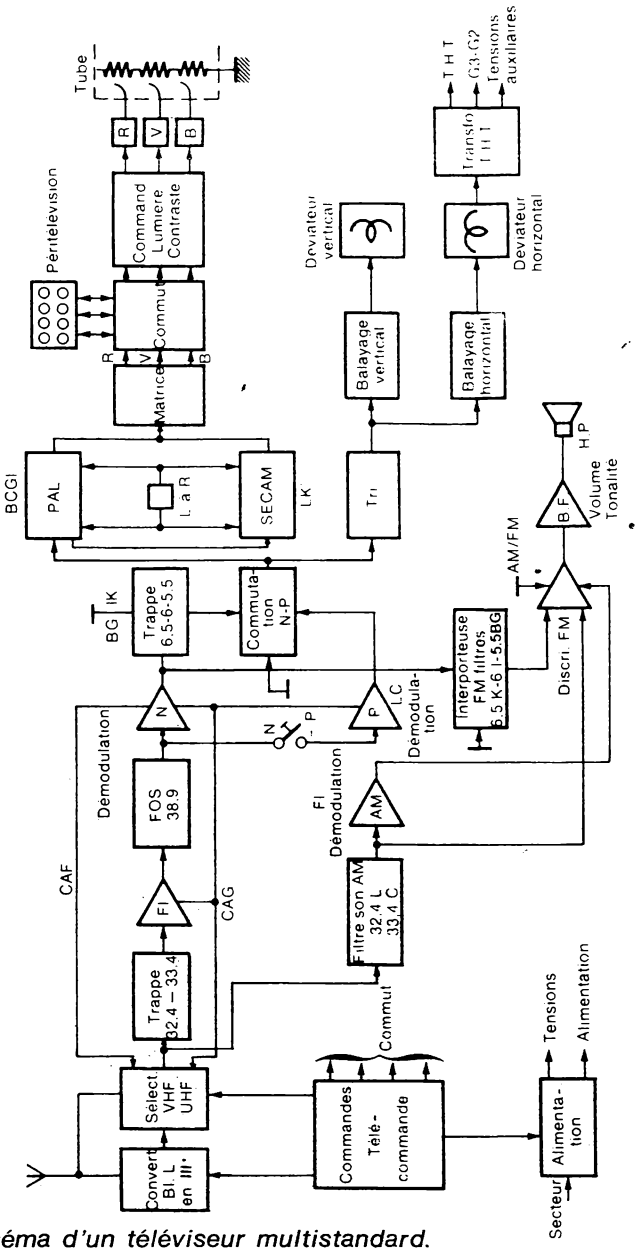
11. TÉLÉVISEURS MULTISTANDARDS

Le tableau page 302 donne la récapitulation des principales normes et des valeurs de F.I. adoptées. On relève : deux standards couleur Secam et PAL, deux polarisations vidéo négative et positive, deux types de son. Grâce à des circuits intégrés et à quelques commutations simples le récepteur multistandard peut être obtenu.

Cependant le problème de la F.I. reste posé.
En France on adopte : Vision : 32,7 MHz - Son : 39,2 MHz la fréquence son est supérieure à la fréquence vision.
En Europe on a : Vision : 38,9 MHz - Son : 32,4 à 33,4 MHz, selon la largeur de bande vidéo; la fréquence son est inférieure à la fréquence vision.
Les fabricants de multistandards ont adoptés les valeurs européennes : Vision : 38,9 MHz - Son : 32,4 à 33,4 MHz. De ce fait seule la solution infradyne est possible, c'est-à-dire la réception des bandes III, IV et V. La réception de la bande I française en supradyne est impossible. La solution retenue consiste à transposer la bande I française en bande III sur un canal disponible.

On obtient en définitive le bloc schéma de la figure ci-après.

TÉLÉVISION : RÉCEPTEUR



Bloc schéma d'un téléviseur multistandard.

Récapitulation des principales normes

		B	C	L	G	I	L	K	
		VHF			UHF				
Largeur du canal		7	7	8	8	8	8	8,5	MHz
Δf vision-son		5,5	5,5	6,5	5,5	6	6,5	6,5	MHz
Largeur vidéo		5	5	6	5	5,5	6	6	MHz
Largeur talon		0,75	0,75	1,25	1,25	1,25	1,25	1,25	MHz
Polarisation vision		négative	positive	positive	négative	négative	positive	négative	
Son		FM	AM	AM	FM	FM	AM	AM	
Standard couleur		PAL	PAL	SECAM	PAL	PAL	SECAM	SECAM	
F1 vision		38,9	33,7 ou 38,9	32,7 ou 38,9	38,9	39,4	32,7 ou 38,9	38,9	MHz
F1 son		33,4	39,2 ou 33,4	39,2 ou 32,4	33,4	33,4	39,2 ou 32,4	32,4	MHz
Bande I	V	E2 : 48,25		A : 47,75					MHz
	S	53,75		41,25					MHz
	V	E4 : 62,25		C : 60,50					MHz
	S	67,75		C' :54					MHz
BANDE III	V	E5 : 175,25	E7 : 189,25	1 : 176					MHz
	S	à 180,75	194,75	à 182,50					MHz
	V	E12 : 224,25		6 : 216					MHz
	S	229,75		222,50					MHz
BANDES IV-V	V				21 : 471,25	21 : 471,25	21 : 471,25	21 : 471,25	MHz
	S				à 476,75	à 477,25	à 477,75	à 477,75	MHz
	V				69 : 855,25	69 : 855,25	69 : 855,25	69 : 855,25	MHz
	S				860,75	861,25	861,75	861,75	MHz
Principaux pays		Allemagne Italie Espagne	Luxem-bourg	France	Allemagne Italie Espagne	Grande-Bretagne	France	DOM TOM Afrique	

TÉLÉVISION : RÉCEPTEUR

12. RÉGIE AUDIO-VIDÉO

Le téléviseur d'appartement devient un écran permettant de visualiser un grand nombre de signaux. On distingue :

Les signaux hertziens

— Programmes dans les bandes VHF ou UHF avec ou sans péage.
— Programmes télévisés par satellites démodulés et reliés à la prise péritélévision.
— Signaux Antiope reçus grâce à un décodeur.

Les signaux transmis par câble (CATV)

— Programmes de télévision des stations de terre ou des satellites.
— Programmes de télévision locaux.
— Programmes audio.
Ces signaux sont reliés, soit à la prise antenne, soit à la prise péritélévision, selon le mode de distribution.

Les signaux transmis par voie téléphonique

Il s'agit des applications groupées sous le nom de Télétel : l'annuaire téléphonique, relations bilatérales avec une banque de données, avec des commerces, les banques, les agences de voyage, etc.

Les signaux produits localement

Ils sont reliés à la prise péritélévision par : le magnétoscope, les jeux, la caméra de surveillance, l'ordinateur domestique, le vidéo disque.

La régie audio-vidéo

Elle devient indispensable pour assurer, grâce à un microprocesseur, la télécommande de toutes les sources.

13. TÉLÉVISION A PÉAGE

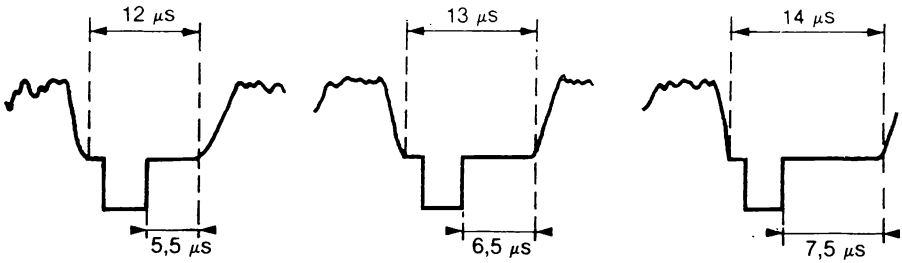
La chaîne de télévision VHF norme L « **Canal plus** » est à péage. Elle prend la place de l'ancienne première chaîne 819 lignes, mais avec les caractéristiques et les canaux de la nouvelle norme L-VHF.
Elle ne peut être reçue que sur les téléviseurs munis de la prise Péritélévision (à partir de 1980), sur laquelle est branchée le décodeur.
Un abonnement à Canal plus comprend : la fourniture d'un décodeur et le paiement d'une redevance mensuelle. L'abonné reçoit chaque mois un code confidentiel de huit chiffres à porter sur le clavier du décodeur. Ce code est comparé avec quatre chiffres émis par Canal plus sur les lignes Antiope, afin que le décodeur puisse entrer en service.
L'image et le son sont brouillés lors de la réception sans décodeur.

Codage du son

Sans décodeur on n'entend que quelques grésillements, car le son est transmis en modulation d'amplitude avec suppression de la porteuse. Pour obtenir un son correct il suffit de reconstituer la porteuse d'une façon précise et stable; elle est réglée sur 12,8 kHz.
Cette fréquence est obtenue en partant de la fréquence ligne 15 625 Hz, multipliée par 512, soit 8 MHz et divisée par 625 (f image) pour obtenir 12,8 kHz. Cette opération est effectuée par un circuit intégré comprenant un oscillateur PLL (Phase Locked Loop) à verrouillage de phase, commandé par une série de diviseurs binaires simples, puisque 512 est une puissance entière de 2 (2^8).

Codage de l'image

Sans décodeur les lignes de l'image se déplacent les unes par rapport aux autres d'une façon aléatoire rendant la vision brouillée.
Il s'agit d'un retard augmentant la durée du palier arrière de synchronisation ligne de 0-1 ou 2 µs (voir figure), selon un ordre déterminé par le codage en cours et se répétant toutes les six trames.
Par le code mis en mémoire dans le décodeur, un circuit intégré commute dans l'ordre des lignes à retard de 2 ou 1 µs, de façon à obtenir un palier arrière de durée identique et à aligner le début de la modulation vidéo de chacune des lignes.
Un marqueur de synchronisation indique le début de la séquence, par mise au blanc de l'avant dernière ligne de la trame précédente.



Égalisation par ligne à retard

14. MAGAZINE ANTIOPE

Une page est composée de 25 rangées de 40 caractères. Un caractère peut être obtenu en sept couleurs, en quatre tailles, en noir sur fond coloré, un aspect stable ou clignotant.
Le jeu de base comprend 126 caractères alphanumériques et 64 caractères semigraphiques permettant des dessins.
Le code de transmission comprend : les signaux de synchronisation, l'identification de la voie qui permet de transmettre plusieurs magazines à la fois et le format contenant le paquet de 32 octets du texte transmis.
La fréquence d'émission est de 6,203 125 MHz, soit 397 fois la fréquence de ligne. Le paquet de données est transmis en 52 µs de façon à ne pas déborder de la ligne de 64 µs. Ces signaux sont superposés aux lignes 19-20-21 pendant le retour de trame. Ainsi, ils sont invisibles sur un téléviseur normal.
Un réseau spécialisé en UHF est à l'étude, transmettant les signaux Antiope sur une grande partie des lignes d'une trame; c'est le mode « plein canal ». Il permet l'émission de 600 pages de magazines par seconde. Une mire de barres de couleurs et un son d'accompagnement sont superposés, de façon à faire fonctionner les CAG vision et son du récepteur pour réduire le souffle.

La réception

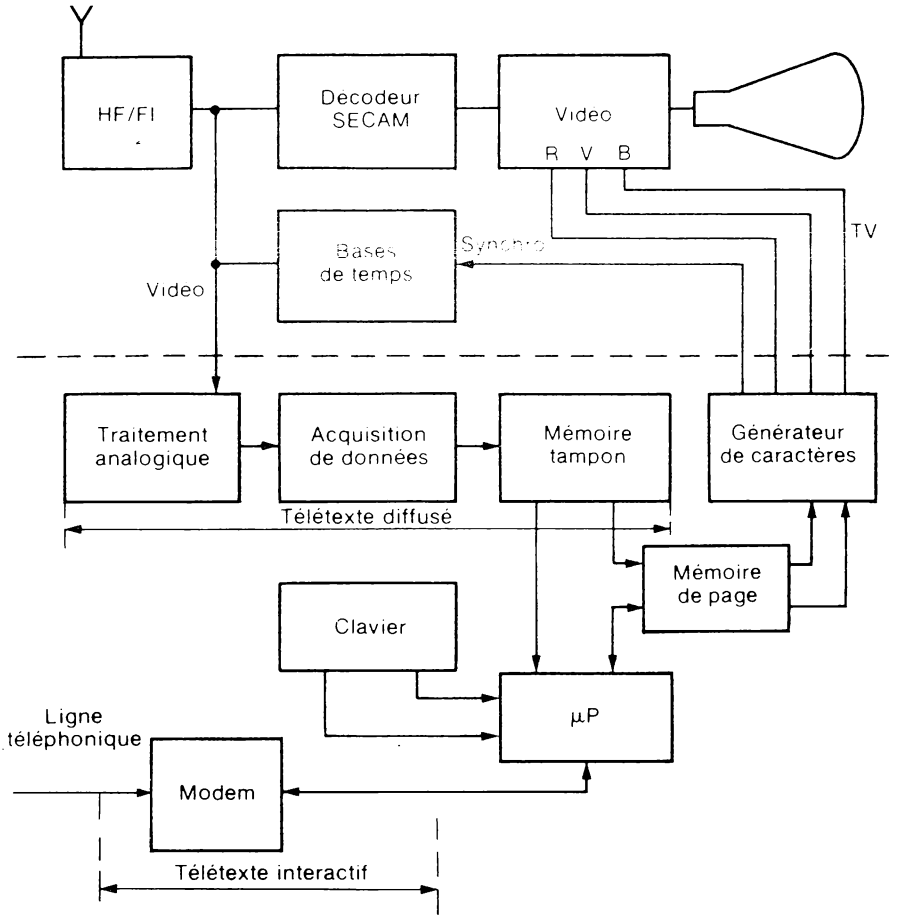
La réception du signal Antiope nécessite un terminal (figure page 306) branché sur la prise péritélévision. Il comprend :

— **Un démodulateur** qui extrait le signal Antiope de la vidéo, reconstitue l'horloge grâce aux signaux de synchronisation et transfert le paquet de données dans une mémoire tampon pouvant être lue à une vitesse plus lente.

— **Un décodeur** à microprocesseur est programmé de façon à lire et à traiter les données se trouvant dans la mémoire tampon.

— **Le clavier de commande** permet de sélectionner le magazine et la page désirée qui est transmise dans la mémoire de page.

— **Le générateur de caractère** reconstitue le texte.
Ce terminal peut fonctionner en canal réduit avec un programme de télévision, ou en plein canal. Certains signaux pourraient être transmis au moyen d'une ligne téléphonique.



Principe d'un terminal Antiope relié au téléviseur en couleur.

TÉLÉVISION. ANTENNES

1. PRINCIPE DES ANTENNES

Un courant HF parcourant un conducteur engendre autour de lui un rayonnement électromagnétique. Il est défini par sa composante électrique en V/m et par une composante magnétique perpendiculaire en A tours/m. On dit que l'onde est polarisée horizontalement lorsque la composante électrique est émise parallèlement au sol; les antennes ont leurs brins disposés horizontalement. L'onde est polarisée verticalement lorsque la composante électrique est perpendiculaire au sol; les antennes sont disposées verticalement.

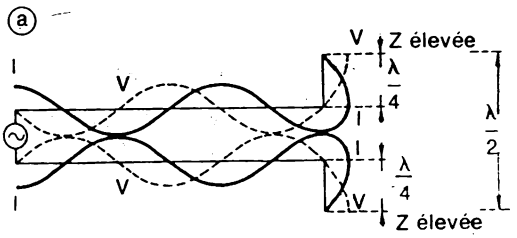
En émission, un aérien et l'espace environnant constituent une zone de transition entre l'énergie électromagnétique guidée par le câble et l'onde en espace libre; c'est l'inverse en réception. Les antennes symétriques sont le prolongement d'une ligne bifilaire symétrique.

Lorsqu'on applique une tension H.F. aux bornes d'une antenne symétrique, on constate une répartition du courant et de la tension sur le conducteur en onde stationnaire lorsque la longueur de chacun des brins est égale à $\lambda/4$ et à ses multiples; l'antenne est accordée sur $\lambda/2$. La figure *a* montre les nœuds et les ventres de courant et de potentiel dans la ligne et dans les deux brins rayonnants. L'intensité est maximale au centre de l'antenne et la tension est maximale aux extrémités. L'impédance est faible au centre et élevée aux extrémités de l'antenne $\lambda/2$.

L'énergie maximale est rayonnée dans le plan passant par le ventre de courant au centre et perpendiculaire au doublet. Par contre, le rayonnement est réduit au nœud de courant et nul dans l'axe du doublet.

L'aérien $\lambda/2$ a donc un diagramme de rayonnement directif, maximal avant-arrière et théoriquement nul sur la direction perpendiculaire (fig. *b*).

En réception, le champ rayonné par l'émetteur induit dans l'antenne une force électromotrice; un courant H.F. s'établit en régime d'ondes stationnaires, si la longueur du doublet est égale à $\lambda/2$ du rayonnement capté. Le ventre de courant prenant naissance au centre du doublet est transmis au récepteur par la ligne.



Courant et tension dans une ligne ouverte et accordée sur $\lambda/2$.

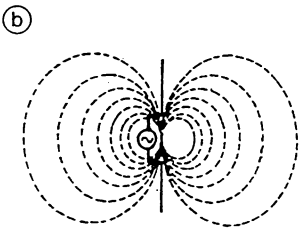


Diagramme de directivité d'un dipôle accordé en $\lambda/2$.

2. CARACTÉRISTIQUES D'UNE ANTENNE

Diagramme de directivité

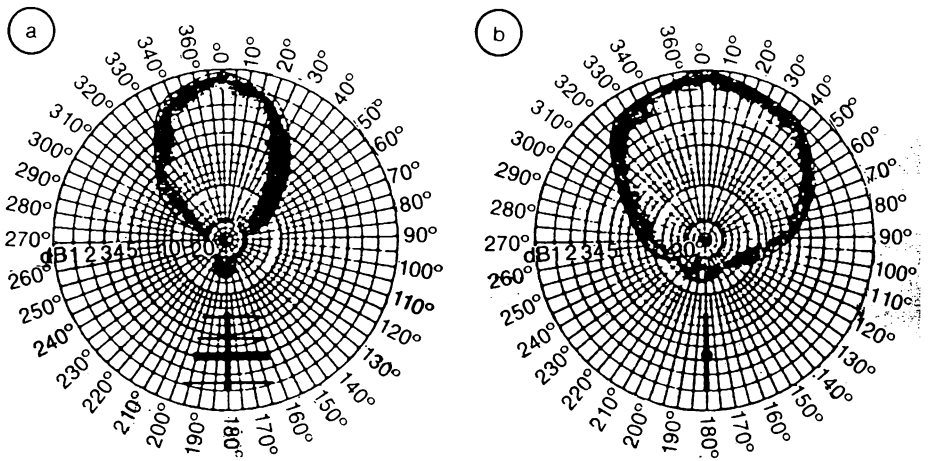
Un aérien est *omnidirectionnel* ou *isotropique* lorsque la puissance électromagnétique rayonnée est égale en tous points de la sphère équidistante de l'antenne.
Si la mesure du champ électrique en chacun des points de la sphère donne des valeurs différentes, on trace son diagramme de directivité horizontale ou verticale, selon la polarisation de l'antenne (figures *a* et *b*).
Ces diagrammes sont représentés en coordonnées polaires. L'échelle correspond aux valeurs de la composante électrique par rapport à la valeur maximale du champ et exprimée en décibels. On peut définir l'angle d'ouverture de l'aérien pour une atténuation de 6 dB. On peut, aussi, mesurer le rapport entre la puissance maximale dans la direction optimale et celle dans la direction opposée. C'est le rapport avant/arrière en dB.

$$\text{Rapport avant/arrière en dB} = 10 \log \frac{W_{av}}{W_{ar}} = 20 \log \frac{E_{av}}{E_{ar}}.$$

Gain relatif d'une antenne

Une antenne est un élément passif qui n'amplifie pas.
C'est par rapport au rayonnement d'un aérien isotropique de référence que se mesure le gain en puissance ou en tension d'une antenne, dans une direction donnée :

$$G\ \text{dB} = 20 \log \frac{E_{max}}{E_{réf}} \quad \text{ou} \quad 10 \log \frac{W_{max}}{W_{réf}}.$$



Diagrammes polaires de directivité horizontale (a) *et verticale* (b) *d'une antenne.*

L'antenne isotropique est irréalisable. C'est pourquoi dans les catalogues le gain des antennes est mesuré par rapport au doublet λ/2 qui est l'antenne la plus simple. On admet que le doublet λ/2 présente un gain de 2,15 dB par rapport à l'antenne isotropique.

La puissance apparente rayonnée (PAR) d'un emetteur est égale à sa puissance électrique de sortie, multipliée par le gain de l'antenne, aux pertes près.

Le facteur d'efficacité de la ligne et de l'antenne n'est jamais de 100 %. Il faut tenir compte des pertes par effet joule, de l'adaptation de l'antenne et du câble de liaison, ainsi que de la largeur de la bande passante nécessaire à la modulation du signal.

La bande passante d'une antenne est la gamme de fréquence pour laquelle les variations de gain, de directivité et d'impédance restent dans une limite de −3 dB par rapport aux caractéristiques maximales.

Adaptation d'une antenne

Il est indispensable que l'impédance de sortie de l'émetteur, de la ligne et de l'antenne soit rigoureusement la même pour la fréquence d'émission. Il en est de même à la réception.
S'il y a désadaptation entre la ligne et l'antenne, par exemple, une certaine fraction de l'énergie de l'émetteur est réfléchie dans la ligne, elle interfère avec l'onde directe, ce qui occasionne une perte de rendement. A la réception une désadaptation entre l'antenne et la ligne provoque des « échos de câble » qui viennent perturber l'image.
On définit l'adaptation par le *rapport d'ondes stationnaires* ou ROS par :

$$ROS = \frac{I_{max} + I_{min}}{I_{max} - I_{min}}$$

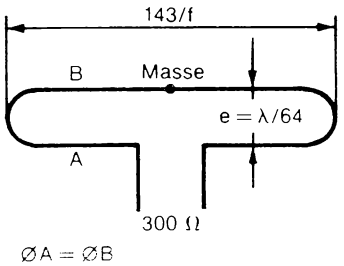
I_{max} mesurée à un ventre de courant.
I_{min} mesurée à un nœud de courant dans le câble.
Lorsque l'onde se propage normalement $I_{min} = 0$ et ROS = 1. Dans la pratique on obtient à l'émission un ROS compris entre 1,1 et 1,3, à la réception 1,2 à 2.

3. ANTENNES DE RÉCEPTION EN TÉLÉVISION

Doublet demi-onde

C'est le type d'antenne de base, son impédance est voisine de 75 Ω. Elle s'adapte au câble coaxial de descente de même impédance.

Le dipôle replié ou trombone présente une impédance voisine de 300 Ω. Elle s'adapte au câble bifilaire symétrique.
Le milieu du brin replié correspond à un nœud de tension et il peut être mis à la masse. La figure donne un ordre de grandeur des caractéristiques de ce type d'antenne.

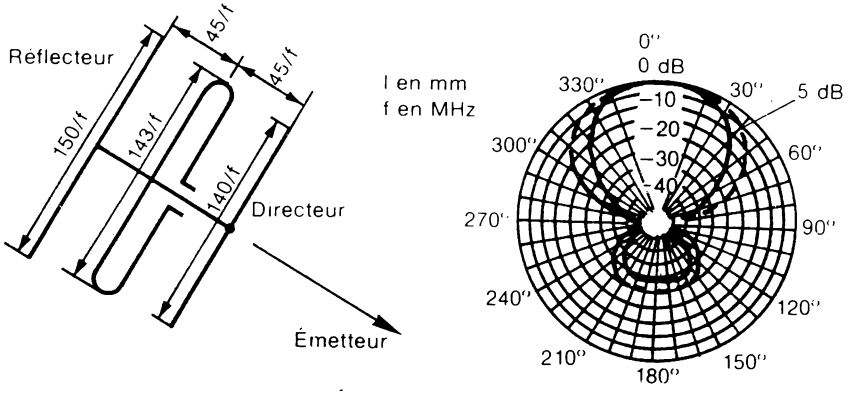


Dipôle replié simple accordé sur λ/2.

Longueur du dipôle : Lm = 143/*f*, l en m — *f* en MHz.
Espace entre deux brins : *e* = λ/64, λ et *e* en m.
Lorsque les brins A et B ont le même diamètre l'impédance de l'antenne est de 300 Ω. Avec le tube A d'un diamètre double de celui du tube B et un espace entre les deux tubes *e*/Ø B = 2, on obtient approximativement 75 Ω.
Le gain de l'antenne est pris pour unité, il est le même vers l'avant et vers l'arrière.

Antenne Yagi

Elle est constituée par un doublet demi-onde droit ou replié, associé à un ou plusieurs brins passifs en λ/2 parallèles au doublet jouant le rôle de directeur devant le dipôle et de réflecteur derrière.



Principe de l'antenne trois éléments, son diagramme de directivité et ses dimensions approximatives.

La figure donne le principe de l'antenne trois éléments, ses dimensions approximatives et son diagramme de directivité; son impédance est de 75 Ω, son gain de 5 dB et son rapport avant/arrière de 15 dB environ.
Le calcul des antennes possédant un plus grand nombre de directeurs est très complexe et il ne peut être donné aucune indication valable. Le fabricant agit sur le diamètre des brins, sur leur espacement et sur leur longueur de façon à respecter l'impédance de 75 Ω, la largeur de bande désirée, le gain et le rapport avant/arrière. Il propose à son catalogue des modèles à bande étroite et à bande large possédant le même nombre de brins.

4. DIFFÉRENTS TYPES D'ANTENNES

Bande I

Télévision 47 à 68 MHz quatre canaux, deux antennes sont nécessaires chacune pour deux canaux. Antennes deux éléments pour champ fort (gain : 3,5 dB, rapport AV/AR : 11 dB) et trois éléments pour champ faible (gain : 5 dB, rapport AV/AR : 15 dB).

Bande II

Modulation de fréquence 87,5 à 104 ou 108 MHz, un simple dipôle suffit généralement tant en gain qu'en bande passante.

Bande III

Télévision 174 à 223 MHz, six canaux, deux antennes à large bande pour champ fort et six antennes monocanal pour champ faible sont nécessaires.
Antennes large bande : 5 éléments (gain : 7 dB, rapport AV/AR : >18 dB), 9 éléments (gain : 10 dB, rapport AV/AR : 22 dB).
Antennes monocanal : 7 éléments (gain : 10 dB, rapport AV/AR : >28 dB).

Bandes IV et V

Télévision 470 à 860 MHz, 49 canaux. De façon à ne pas nécessiter des antennes à large bande, les trois émetteurs d'une région forment un triplet des canaux : n, $n+3$, $n+6$. Cependant dans certaines régions on peut recevoir des émetteurs provenant de centres différents, des antennes à large bande sont alors nécessaires si la direction des émetteurs n'est pas trop différente.
Antennes normales couvrant de 8 à 10 canaux : 6 éléments (gain : 7 dB, rapport AV/AR : 17 dB) pour champ fort, jusqu'à 21 éléments (gain : 14 dB, rapport AV/AR : 25 dB) pour champ faible.

Antennes large bande 49 canaux : 9 éléments (gain : 7 dB, rapport AV/AR : 17 dB) jusqu'à 20 éléments (gain : 11,5 dB, rapport AV/AR : 25 dB).
Norme : C 90-120.

On remarque qu'une antenne large bande présente un gain plus faible qu'une antenne à bande étroite, de même nombre de brins.

5. CABLES DE DESCENTE (norme C 90-130)

Les câbles coaxiaux de descente pour antenne sont constitués par :

— Le conducteur central en cuivre électrolytique plein : entre 0,75 et 2,1 mm.
— L'isolement en polyéthylène cellulaire ou massif : entre 4,7 et 11,5 mm.
— Le conducteur extérieur en ruban ou feuille de cuivre recouvert d'une tresse de fils de cuivre : recouvrement 100 % pour les câbles de bonne qualité.
— Une gaine extérieure en polyéthylène : entre 7,5 et 15,5 mm.
— L'affaiblissement en dB/100 m est fonction du diamètre du câble et de la fréquence.
— Petit câble 7,5 mm Ø : pertes en dB/100 m : à 200 MHz = 13, à 800 MHz : 30.
— Gros câble professionnel 15,5 mm Ø : pertes en dB/100 m : à 200 MHz = 2 à 800 MHz = 4.

6. RÉPARTITEURS ET ATTÉNUATEURS

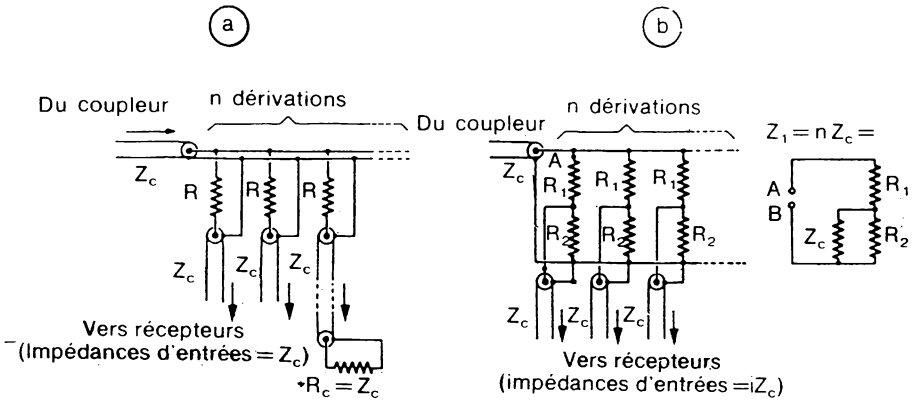
Répartiteur à résistance série (figure a)

Une résistance est placée en série sur chacune des dérivations qui doivent être chargées par l'impédance de la ligne, ici, 75 Ω (Z_C) — n = nombre de dérivations :

$$R \text{ totale} = \frac{R + Z_C}{n} = Z_C$$

$$R = Z_C(n - 1)$$

atténuation en tension sur chaque dérivation : $A = n$.



Répartiteur à résistance série.

Répartiteur à résistances en dérivation.

Répartiteur à résistances en dérivation (figure b)

Pour n sorties, l'adaptation est réalisée si l'impédance vue de l'entrée est Z_C :

$$Z_e = nZ_C = R_1 + \frac{Z_C \cdot R_2}{Z_C - R_2}$$

$$R_2 = Z_C \frac{n}{n-1}$$

$$R_1 = 2nZ_C \frac{n-1}{2n-1}$$

atténuation en tension sur chaque dérivation $A = 2n - 1$.

Répartiteur en étoile (figure c)

L'adaptation est satisfaite si :

$$R_1 + \frac{R_2 + Z_C}{n} = Z_C$$

puisque le réseau est symétrique :

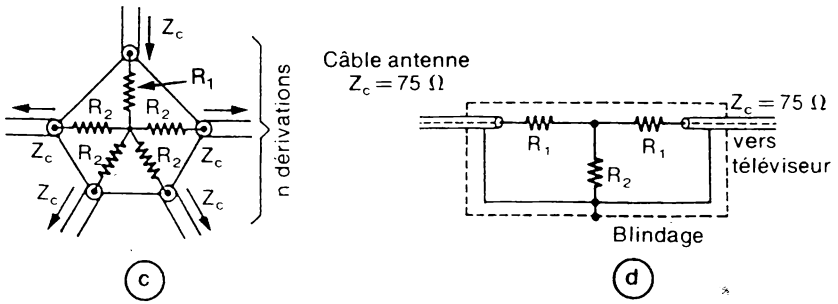
$$\frac{(n+1)R + Z_C}{n} = Z_C$$

$$R = \frac{n-1}{n+1} Z_C = R_1 = R_2$$

atténuation en tension sur chaque dérivation $A = n$.

Atténuateur (figure d)

C'est un réseau de résistances en T intercalé entre le câble et l'entrée du téléviseur, afin de ne pas le surcharger.



Répartiteur en étoile.

Atténuateurs en T.

Pour une atténuation en tension A on a :

$$R_1 = Z_C \frac{A+1}{A-1} \quad R_2 = 2Z_C \frac{A}{A^2-1}$$

en décibels :

$$n \text{ dB} = 20 \log \frac{E_1}{E_2} \quad \text{ou} \quad 20 \log A.$$

— Correspondance entre les rapports en tension A et les décibels : 20 log A.

dB	Rapport	dB	Rapport	dB	Rapport
0	1	21	11,22	60	1 000
1	1,12	22	12,60	70	3 162
2	1,26	23	14,13	80	10 000
3	1,41	24	15,85	90	31 620
4	1,59	25	17,90	100	100 000
5	1,78	26	20	106	200 000
6	2	27	22,40	112	400 000
7	2,24	28	25,12	118	800 000
8	2,51	29	28,20	120	1 000 000
9	2,82	30	31,60	140	10 000 000
10	3,16	31	35,20		
11	3,55	32	40		
12	4	33	44,70		
13	4,47	34	50		
14	5,01	35	56,20		
15	5,62	36	63		
16	6,31	37	71		
17	7,08	38	80		
18	7,95	39	89		
19	8,91	40	100		
20	10	50	316		

TÉLÉVISION
SATELLITES DE TÉLÉVISION DIRECTE

1. POSITION DU SATELLITE

Un satellite de télévision directe est placé sur une orbite géostationnaire. Il décrit une orbite au-dessus de l'équateur, dans le même sens de rotation que la Terre, de façon qu'il paraisse fixe à un observateur sur la surface de la Terre. La période de rotation de la Terre est de 23 h 56 mn; l'orbite est à 35 800 km de la surface de la Terre. Sa position orbitale est définie par rapport à la longitude 0° sur l'équateur.

Il semble logique de placer le satellite sur la même longitude que le pays qu'il dessert, on obtient la distance la plus courte et toutes les antennes de l'hémisphère Nord sont pointées vers le sud. Malheureusement le satellite passe dans l'ombre de la Terre et cesse d'émettre pendant 69 mn. Pour la France, un satellite à 0° de longitude entre dans l'ombre de la Terre à 23 h 25 GMT ce qui est trop tôt. Un changement de 1° vers l'ouest correspond à un retard de 4 mn. La France a choisi la position 19° ouest de façon que le satellite entre dans l'ombre de la Terre à 1 h 41 GMT.

2. CARACTÉRISTIQUES DES SATELLITES EUROPÉENS

— Fréquences montantes : 10,7 à 11,7 GHz.
— Fréquences descendantes : 11,7 à 12,5 GHz.
— Largeur de la bande : 800 MHz.
— Largeur d'un canal FM : 27 MHz, cependant les canaux sont espacés de 19,18 MHz grâce à la polarisation circulaire inversée d'un canal à l'autre qui procure une protection de 20 dB.

— Polarisation de la modulation : circulaire droite ou directe ou dextrogyre ou circulaire gauche ou indirecte ou lévogyre.
— Modulation du signal : F.M. pour un bruit de transmission minimal et une meilleure protection entre canaux.
— Niveau minimal du signal : -103 dBW/m^2.

— **Pour la France :** pinceau d'émission elliptique 2,5° × 1° orientation 160°, puissance dans l'axe du faisceau au départ du satellite 64 dBW. Valeur de l'affaiblissement libre pendant le parcours : 205 dB. Canaux alloués : 1 - 5 - 9 - 13 - 17 polarisation circulaire droite. Position : 19° W.

Normalisation du signal transmis

L'UER (Union Européenne de Radiodiffusion) a adopté le standard CMAC pour la Grande-Bretagne et le D2 MAC Paquets pour le reste de l'Europe. Ces standards compatibles remplaceront le Secam et le PAL pour les transmissions par satellite.
MAC (Multiplexed Analogue Components) ou multiplexage temporel de la vidéo séparant la luminance et la chrominance.
Une ligne de 64 µs contient :

— la chrominance avec une compression de temps de 3 ; soit
— la luminance avec une compression de temps de 1,5 ; 52 µs
— les signaux numériques du son ou des télétextes pour 12 µs.

Le MAC C comprend 8 canaux numériques et nécessite 10 à 14 MHz de bande passante, avec un débit de 20,25 M bits/s.
Le D2 MAC Paquets est une simplification du MAC C; le multiplexage numérique est réduit à 10,125 M bits/s, avec 4 canaux. La largeur de bande de 5 MHz est compatible avec les récepteurs actuels.
On obtient : une amélioration de l'image, la possibilité d'avoir plusieurs canaux son de qualité, la suppression des problèmes de standards différents pour la réception des satellites européens.

3. RÉCEPTION INDIVIDUELLE

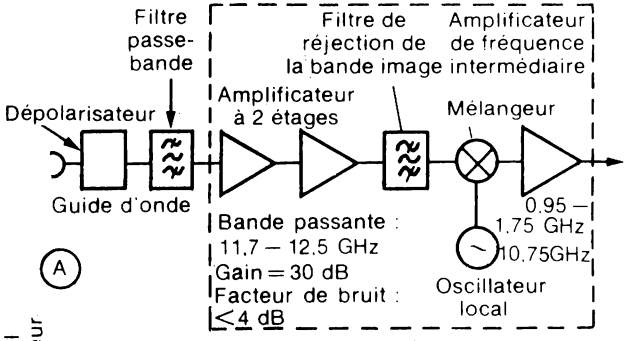
— **Antenne parabolique** 90 cm de diamètre, ouverture 1,8° nécessite un pointage $\leqslant$0,5°. Angle de site sur l'horizon 28° au nord de la France, 37° au sud. Angle d'azimut 119° à l'est de la France, 216° à l'ouest.

— **Convertisseur SHF** incorporé dans l'antenne. Il procède au premier changement de fréquence, donnant une F.I. comprise entre 0,95 et 1,75 GHz (figure A).

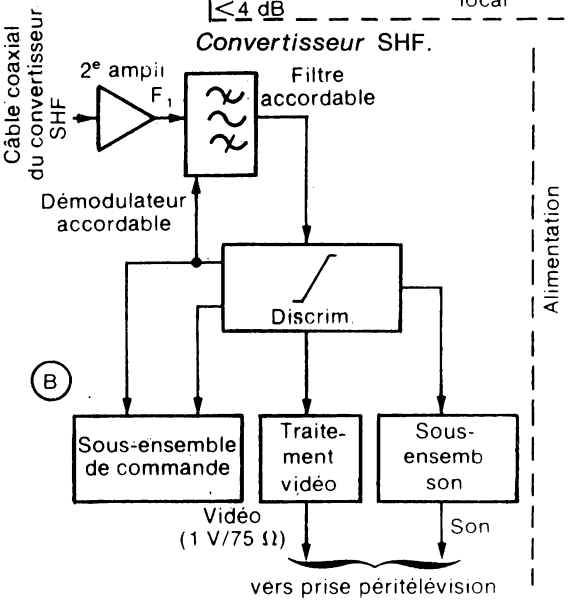
— **Sélecteur démodulateur** il peut être simple (figure B) ou posséder un deuxième changement fréquence (figure C). En sortie on obtient un signal vidéo et un signal son qui sont reliés à la prise Péritélévision d'un récepteur classique.

4. RÉCEPTION COLLECTIVE

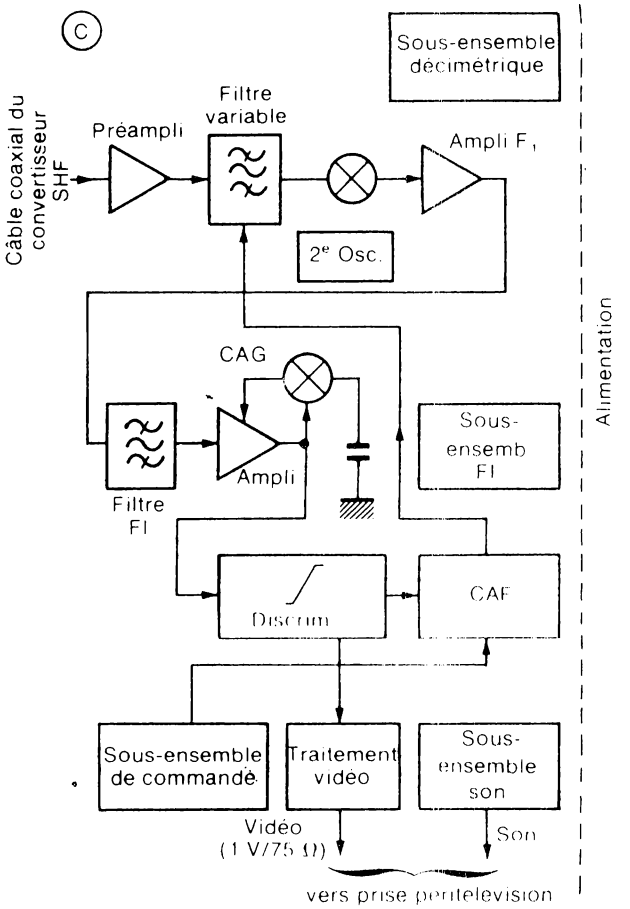
L'antenne parabolique et le convertisseur SHF sont inchangés. Ensuite le signal est converti en Secam au standard L dans un canal disponible des bandes normales. La distribution collective peut également utiliser les canaux spéciaux CCETT entre 115 et 300 MHz.



Convertisseur SHF.



Sélecteur démodulateur simple.



Sélecteur démodulateur à double changement de fréquence.

TÉLÉVISION. MAGNÉTOSCOPE

1. ENREGISTREMENT ET LECTURE MAGNÉTIQUE

Principe

La fréquence maximale enregistrée f est fonction de la largeur de l'entrefer de la tête e et de la vitesse de défilement de la bande V. La largeur de l'entrefer e correspond au pouvoir séparateur du système: la distance séparant deux alternances sur la bande est :

$$V/2f$$

on doit donc avoir : $e < V/2f$.
Avec un entrefer de 2 µm, pour enregistrer un signal de 6 MHz, il faut une vitesse de défilement de :

$$V > e \cdot 2f = 2 \cdot 10^{-6} \cdot 2 \cdot 6 \cdot 10^{6} = 24 \text{ m/s}$$

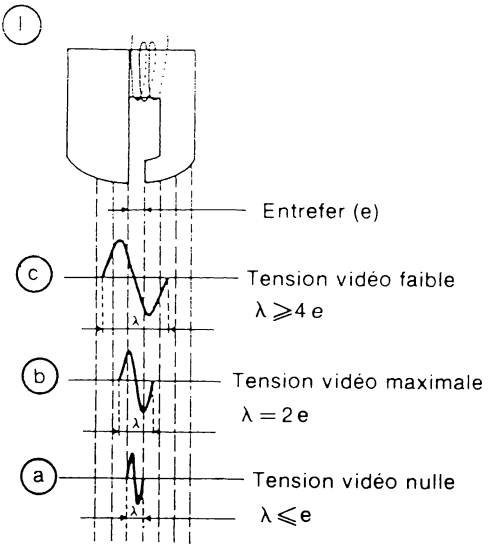
ce qui est beaucoup trop pour un enregistrement linéaire. On adopte donc l'enregistrement hélicoïdal. En réduisant la largeur de l'entrefer jusqu'à 0,5 µm et la bande passante luminance entre 2,5 et 3 MHz, on obtient une vitesse d'analyse de la bande de 5 à 6 m/s.

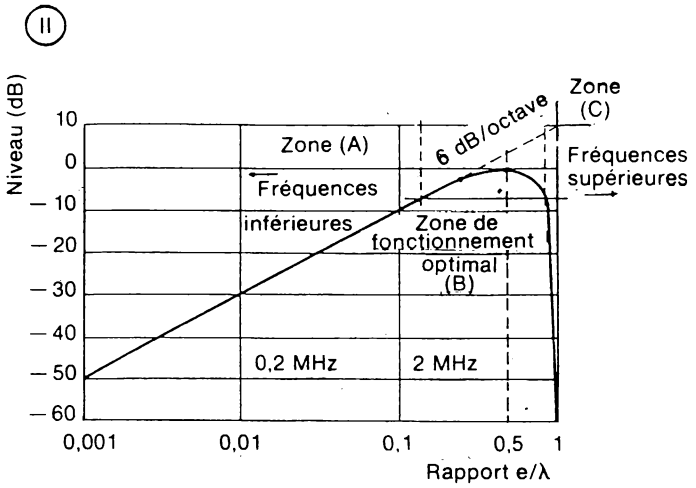
Sur une bande de 12,7 mm de large (1/2"), les pistes sont inclinées de façon à mesurer environ 100 mm, sous une largeur comprise entre 49 et 22,5 µm. On obtient, en définitive, une vitesse de défilement de la bande comprise entre 1,87 et 2,44 cm/s, selon les standards.

Bande passante

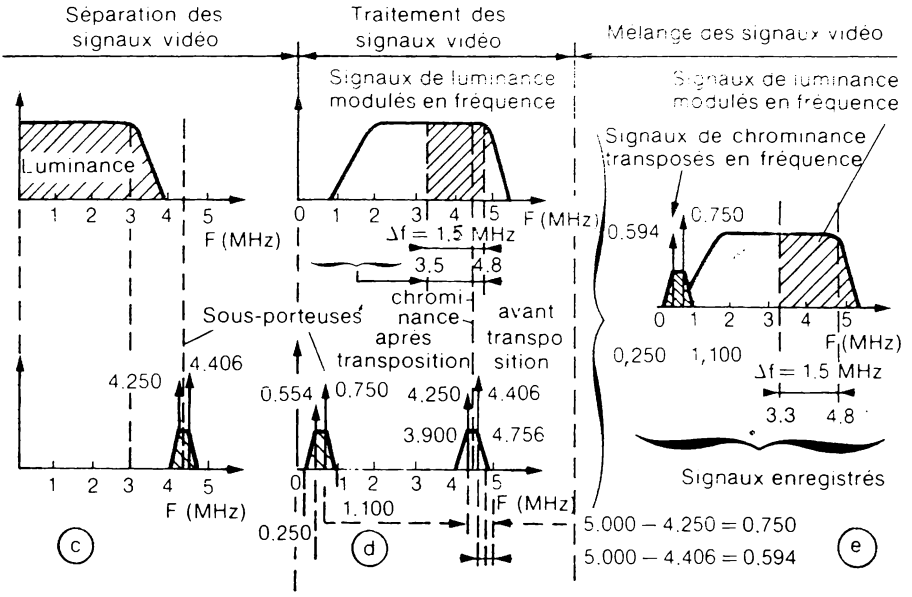
La largeur de l'entrefer e détermine la fréquence de coupure en fonction de la vitesse, ou plus exactement de la longueur d'onde du signal.
La figure 1 donne la tension de sortie de la tête de lecture en fonction du rapport e/λ. En *a* : $\lambda \leqslant e$ la tension de sortie est nulle, car les deux alternances s'annulent dans l'entrefer. La fréquence de coupure est donnée pour $\lambda = e$ et le rapport $e/\lambda = 1$. La tension maximale est obtenue pour $\lambda = 2e$ ou $e/\lambda = 0{,}5$ (*b*). Ensuite pour un enregistrement effectué à courant constant, la tension fournie par la tête lors de la lecture est proportionnelle à la vitesse de variation de flux dans son bobinage. Plus la fréquence diminue, plus la longueur d'onde augmente, la vitesse de variation de flux diminue (*c*). L'atténuation du signal de lecture est de 6 dB par octave (fig. II page 320).

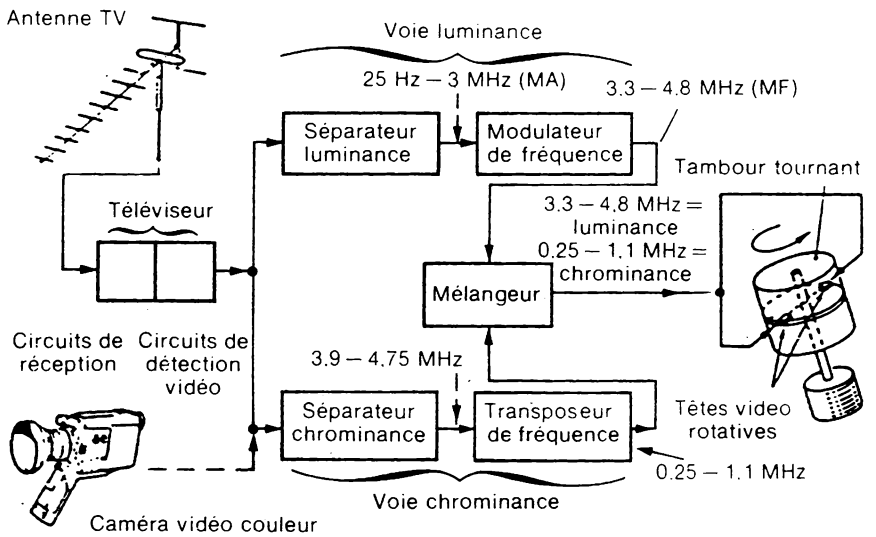
Si on règle l'entrefer et la vitesse de défilement pour 5 MHz (rapport $e/\lambda = 1$), on obtient le niveau maximal pour 2,5 MHz (rapport 0,5). La figure 2 montre que pour le rapport 0,001 soit 50 kHz l'atténuation est de 50 dB.
Or, la bande passante vidéo désirée s'étend de 25 Hz à 2,5 MHz; on obtient, alors, à 25 Hz une atténuation de l'ordre de 100 dB, ce qui est impossible à compenser par une suramplification des fréquences basses, à cause du bruit de fond. Une transposition est indispensable.





(III)


Séparation des signaux vidéo
Traitement des signaux vidéo
Mélange des signaux vidéo
Signaux de luminance modulés en fréquence
Signaux de luminance modulés en fréquence
Luminance
Signaux de chrominance transposés en fréquence
F (MHz)
Δf = 1,5 MHz
3,5
4,8
0,750
0,594
Sous-porteuses
chrominance après transposition
avant transposition
4,250
4,406
0,554
0,750
3,900
4,756
0,250
1,100
0,250
1,100
3,3
Signaux enregistrés
5.000 − 4.250 = 0.750
5.000 − 4.406 = 0.594
c
d
e

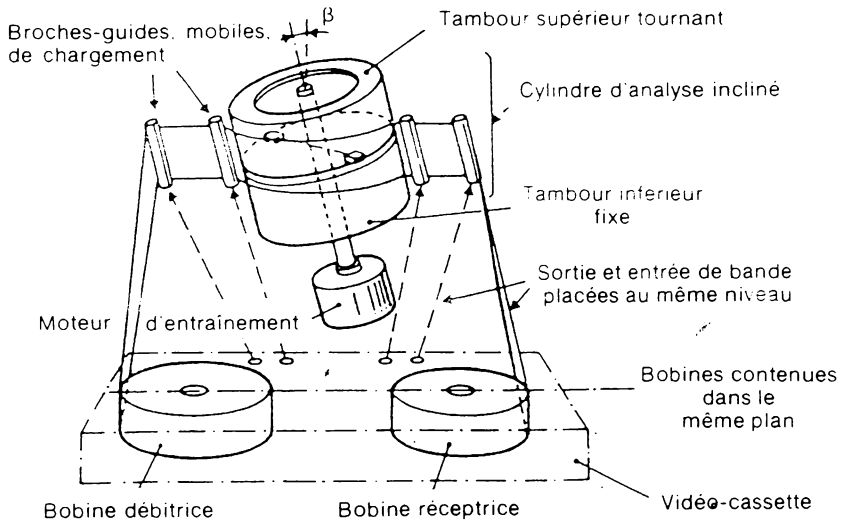

Antenne TV
Voie luminance
25 Hz – 3 MHz (MA)
3,3 – 4,8 MHz (MF)
Séparateur luminance
Modulateur de fréquence
Tambour tournant
Téléviseur
3,3 – 4,8 MHz = luminance
0,25 – 1,1 MHz = chrominance
Mélangeur
Circuits de réception
Circuits de détection vidéo
3,9 – 4,75 MHz
Séparateur chrominance
Transposeur de fréquence
Têtes vidéo rotatives
0,25 – 1,1 MHz
Voie chrominance
Caméra vidéo couleur

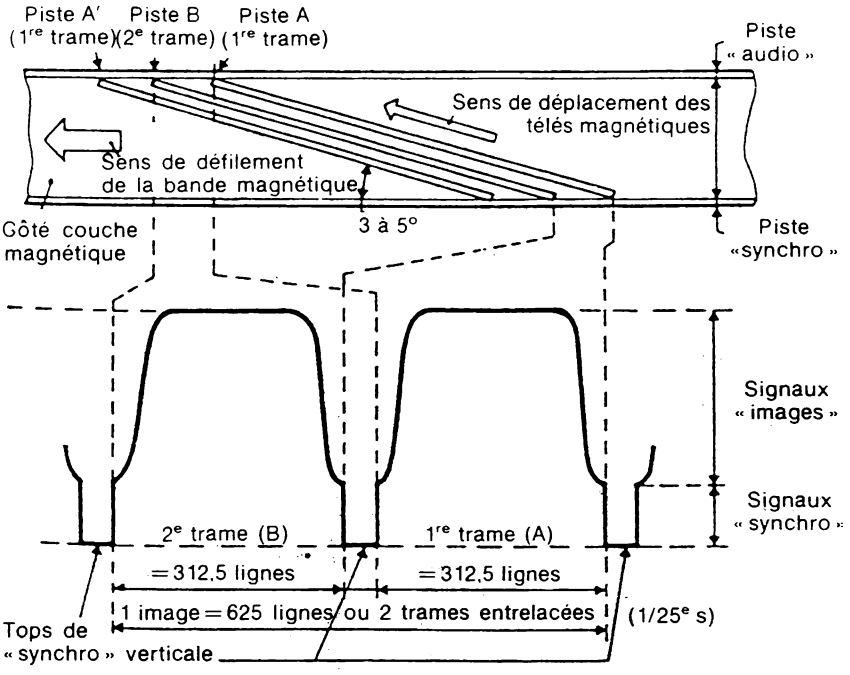
Enregistrement du Secam

En Secam le signal de luminance s'étend de 0 à 6 MHz modulé en amplitude à bande latérale atténuée; les signaux de chrominance sont modulés en fréquence, la fréquence de repos D' bleu est de 4,250 MHz et celle D' rouge est de 4,406 MHz. La modulation de fréquence s'étend de 3,9 à 4,756 MHz, en fonction des variations de teintes.
A l'enregistrement on sépare les signaux de luminance et ceux de chrominance (fig. III page 321).
Les signaux de luminance, limités à 3 MHz, modulent en fréquence une porteuse H.F. entre 3,5 et 4,8 MHz, selon les standards.
Les signaux de chrominance ne peuvent être conservés à leur place qui est prise par ceux de luminance, dans le même mode de modulation. On les transpose dans une bande basse entre 250 et 1 100 kHz en amplitude.
Ces signaux sont alors mélangés et appliqués aux têtes d'enregistrement.
A la lecture, un processus inverse fournit au téléviseur le spectre Secam classique.

Magnétoscope grand public

Il est représenté par la figure page 323. La bande mesure 12,7 mm de largeur (1/2″). Le tambour d'enregistrement comporte deux têtes tournant à 1 500 tr/min qui sensibilisent deux pistes par tour, soit 50 pistes par seconde.
On obtient ainsi une image complète par tour du tambour, ce qui permet l'arrêt sur image fixe.
A la partie supérieure de la bande on enregistre le son en linéaire, tandis qu'à la partie inférieure se trouve la piste enregistrant les signaux de synchronisation de ligne et de trame. Ils permettant de réguler la vitesse du moteur.
En Secam les informations de couleur bleu et rouge se présentent normalement en alternance sur les pistes vidéo adjacentes, par suite de leur transmission séquentielle, ce qui risque de provoquer une diaphotie.
On remédie à cet inconvénient en décalant de 1,5 ligne les informations de chrominance d'une piste à l'autre; ainsi les informations de même couleur des différentes lignes sont au même niveau. C'est obtenu en décalant les deux têtes de 179°25′45″ au lieu de 180°.


Broches-guides, mobiles, de chargement
β
Tambour supérieur tournant
Cylindre d'analyse incliné
Tambour inférieur fixe
Sortie et entrée de bande placées au même niveau
Moteur d'entraînement
Bobines contenues dans le même plan
Vidéo-cassette
Bobine débitrice
Bobine réceptrice


Piste A' (1re trame)
Piste B (2e trame)
Piste A (1re trame)
Piste « audio »
Sens de déplacement des têtes magnétiques
Sens de défilement de la bande magnétique
3 à 5°
Côté couche magnétique
Piste «synchro »
Signaux « images »
Signaux « synchro »
2e trame (B)
1re trame (A)
=312,5 lignes
=312,5 lignes
1 image = 625 lignes ou 2 trames entrelacées
(1/25e s)
Tops de « synchro » verticale

2. DIFFÉRENTES NORMALISATIONS GRAND PUBLIC

Le tableau ci-après donne les principales caractéristiques des trois standards actuellement en vente.

STANDARDS	V.H.S.	BETA-FORMAT	VIDEO 2000
Vitesse de défilement de la bande	2,34 cm/s	1,87 cm/s	2,44 cm/s
Vitesse d'analyse de la bande	4,84 m/s	5,83 m/s	5,08 m/s
Épaisseur de la bande	15/19 µm	13/17 µm	13/15 µm
Largeur de la bande	12,7 mm	12,7 mm	12,7 mm
Largeur des pistes vidéo	49 µm	32 µm	22,5 µm
Type d'analyse	pleine-piste (12,7 mm)	pleine-piste (12,7 mm)	demi-piste (6,35 mm)
Diamètre du tambour d'analyse	62 mm	75 mm	65 mm
Azimut des têtes vidéo	90° ± 6°	90° ± 7°	90° ± 15°
Rapport signal/bruit vidéo	41 dB	43 dB	41 dB
Bande passante luminance (à − 6 dB)	2,6 MHz	2,8 MHz	2,5 MHz
Bande passante chrominance (à − 6 dB)	600 kHz	620 kHz	600 kHz
Définition de l'image couleur	250 points	260 points	260 points
Bande passante audio	50-9 000 Hz	50-8 000 Hz	50-12 000 Hz
Rapport signal/bruit audio	42 dB/46 dB	43 dB	46 dB
Durée maximale d'enregistrement	240 mn (4 h)	215 mn (3 h 35 mn)	480 mm (2 × 4 h)
Consommation horaire de bande	84,2 m	67,3 m	87,8/2 - 43,9 m
Dimensions des vidéo-cassettes (L × l × p)	188 × 104 × 25 mm (bobines coaxiales)	156 × 96 × 25 mm (bobines coaxiales)	183 × 110 × 26 mm (bobines coaxiales)

Les figures V et VI donnent la disposition du mécanisme et des pistes sur la bande pour les différents standards. La particularité du V2000 c'est que la cassette est réversible et que l'enregistrement s'effectue sur la moitié de la

hauteur de la bande, soit sur 6,35 mm (1/4″). On obtient ainsi une durée double avec une qualité d'image équivalente.

Caractéristiques des cassettes

Standard VHS Références	Longueur de la bande	Épaisseur de la bande	Durée
E 30	45 m	19 µm	32 min
E 60	90 m	19 µm	64 min
E 120	180 m	19 µm	128 min
E 180	260 m	19 µm	185 min
E 240	350 m	16 µm	250 min
Standard Bêta Format			
L 125	42 m	19 µm	33 min
L 250	80 m	19 µm	66 min
L 370	111 m	19 µm	98 min
L 500	152 m	19 µm	135 min
L 750	225 m	14 µm	200 min
L 830	249 m	13 µm	222 min
Standard Vidéo 2000			
VCC 120	92 m	15 µm	2 × 63 min
VCC 240	180 m	15 µm	2 × 123 min
VCC 360	269 m	15 µm	2 × 184 min
VCC 480	357 m	15 µm	2 × 244 min

Évolution des standards

Dans le but d'obtenir des **Camescopes,** c'est-à-dire des caméras électroniques comprenant le magnétoscope dans un boîtier de dimensions réduites et pesant de l'ordre de 2 kg avec les batteries, il a fallu réduire l'importance des cassettes. Deux orientations sont prévues.

Compact VHS ou VHSC

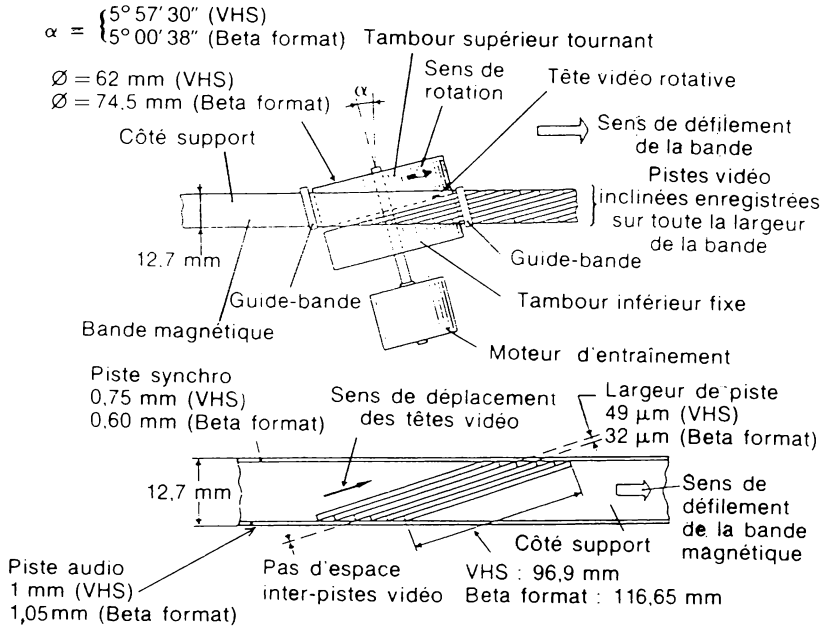
Ce système conserve toutes les caractéristiques du VHS normal, seule sa cassette est plus petite (23 × 59 × 92 mm), elle est chargée d'une bande classique de 12,7 mm (1/2″) d'une durée de 30 mn en Secam ou en PAL. Son utilisation est compatible avec tous les appareils VHS grâce à un berceau adaptateur.

Vidéo 8 mm

C'est un nouveau standard en étude, utilisant une bande de 8 mm de largeur au fer pur. L'analyse de la bande est effectuée au moyen de 2 têtes rotatives, sur un tambour de 40 mm. La cassette mesure : 14 × 60 × 90 mm, durée 1 heure.

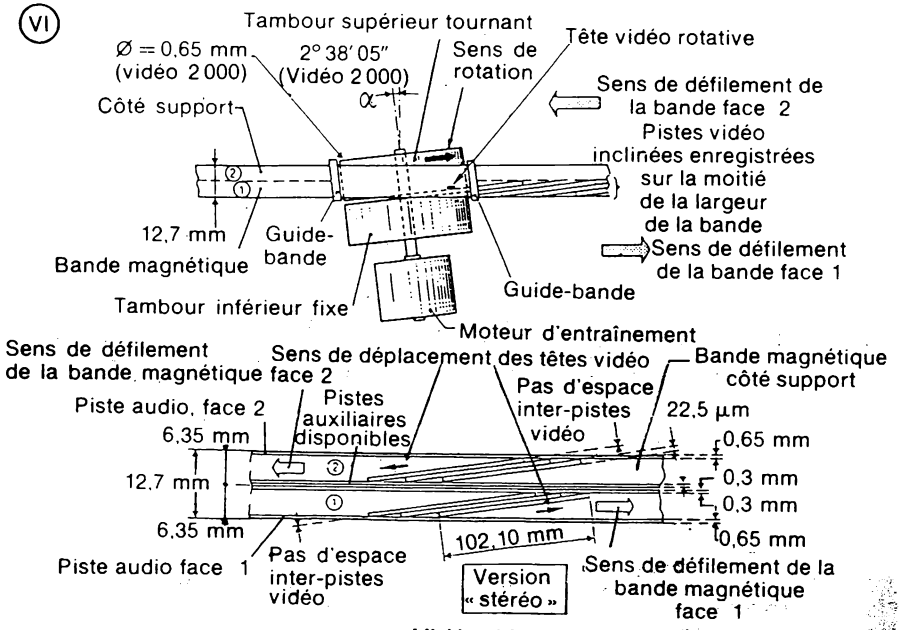
Ce standard est prévu pour les camescopes grand public. Des magnétoscopes spéciaux doivent être employés pour la lecture de ces bandes. Enfin, il n'est nullement destiné à remplacer les standards 12,7 mm (1/2″) actuels.

(V)



VHS *et Beta format.*

(VI)



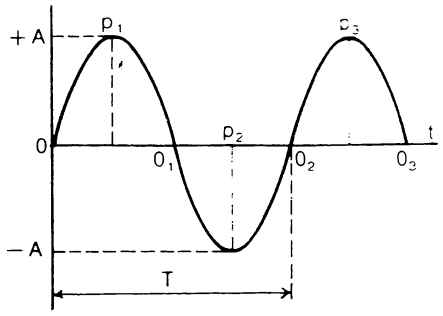
Vidéo 2000.

P. 1

ACOUSTIQUE

1. LE SON

Le son est un ébranlement périodique de l'air: il se caractérise par son intensité et sa hauteur pour les sons purs, et, en plus, par son timbre pour les sons complexes.



Un son pur peut être représenté par une fonction sinusoïdale :

$$y = A \sin \omega t$$

A = **amplitude,** valeur maximale de la pression ou de la détente de l'air.
T = **temps** d'un cycle complet O à O_2. C'est une période T.

La **fréquence :** $f = \frac{1}{T}$ en hertz. ω = **pulsation** $= \frac{2\pi}{T}$ ou $2\pi f$, c'est la vitesse de déplacement d'un point sur un cercle.

Vélocité : supposons un point P se déplaçant sur la sinusoïde de telle manière que la vitesse de sa projection P sur l'axe O*t* soit constante. On voit que lorsque P passe par les points O, O_1, O_2 sa vitesse ou vélocité est très grande, tandis qu'en P_1, P_2, P_3 sa vélocité est nulle. La vélocité est donc la dérivée de y :

$$y' = A\omega \cos \omega t.$$

Longueur d'onde $\lambda = VT$

V est la vitesse de l'ébranlement dans l'air (340 m/s), il ne faut pas la confondre avec la vélocité constamment variable.

Vitesse du son

Les sons ne se propagent pas dans le vide et leur vitesse dans l'air augmente avec la température; elle est indépendante de la pression atmosphérique. A 0 °C elle est de 331 m/s et à 18 °C de 340 m/s.
Le calcul de la vitesse du son dans un gaz est :

$$V = 331\sqrt{\frac{1+\alpha t}{d}}$$

V = vitesse en m/s
t = température °C

α = coefficient de dilatation des gaz $\left(\alpha = \frac{1}{273}\right)$

d = densité du gaz.

Vitesse du son en fonction du milieu :

Air à 0 °C	= 331 m/s
Eau douce	= 1435 m/s
Eau de mer	= 1512 m/s
Acier	= 5000 m/s.

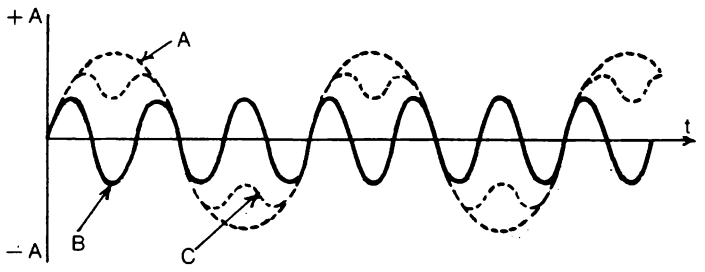
Intensité

C'est l'amplitude de la variation de pression de l'air A, elle s'exprime en newton par mètre carré, unité légale en vigueur. On utilise encore les anciennes unités : le pascal, la barye ou dyne/cm^2 et le µbar :

$$1\ N/m^2 = 10\ \text{baryes} = 10\ \mu\text{bar} = 10\ \text{dynes/cm}^2 = 1\ P.$$

Harmoniques

Un son pur sinusoïdal est très rare dans la nature. Le **la 3** est fixé à 440 Hz, mais on reconnaît cette même note jouée par un violon ou par une flûte. A la fréquence fondamentale se superposent des multiples ou harmoniques de rang et d'intensité différents caractérisant le timbre des différents instruments de musique.



ACOUSTIQUE

Les sons sont formés d'un mélange de fréquences dont la courbe est très irrégulière. (Exemple : fondamentale A et B harmonique 3, donne un signal complexe C.)
On démontre (théorème de Fourier) qu'un signal non sinusoïdal de forme quelconque peut être décomposé en un nombre plus ou moins grand de signaux sinusoïdaux d'intensité déterminée.
Inversement, un mélange de signaux sinusoïdaux d'intensité déterminée émis simultanément produit un signal complexe de forme irrégulière.

Transitoires

Un transitoire sonore est la période d'établissement ou d'extinction d'un son. Certaines sonorités ne sont en réalité que des transitoires : un coup de cymbale ou de grosse caisse, une détonation, les consonnes... Ces bruits et ces phénomènes sonores donnent lieu à l'établissement de transitoires qui ne sont pas décomposables en série de Fourier.

Interférence

Lorsque deux ondes de même fréquence ou de fréquences très voisines se superposent, il se produit un phénomène d'interférence.
Soit, deux sons de même fréquence, mais déphasés :

$$y = A_1 \cos \omega t$$

et

$$y' = A_2 \cos \omega t (\omega t - \varphi)$$

φ = déphasage entre les deux ondes.
Lorsque $\varphi = 0$ le son résultant est :

$$Y = (A_1 + A_2) \cos \omega t$$

l'amplitude résultante est égale à la somme des amplitudes.
Lorsque $\varphi = \pi$ on a :

$$\cos \omega t - \pi$$

et

$$Y = (A_1 - A_2) \cos \omega t$$

l'amplitude résultante est égale à la différence des amplitudes, lorsque $A_1 = A_2$ il y a extinction du son.

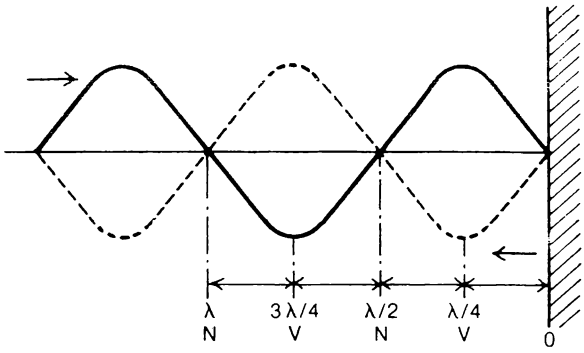
Battement

C'est un cas particulier d'interférence, lorsque les deux fréquences sont voisines. On n'entend alors qu'un son dont l'intensité varie périodiquement en fonction de la différence de fréquence entre les deux ondes sonores :

$$F = f_1 - f_2.$$

F = fréquence des battements, f_1 : fréquence la plus élevée, f_2 : fréquence la plus basse.

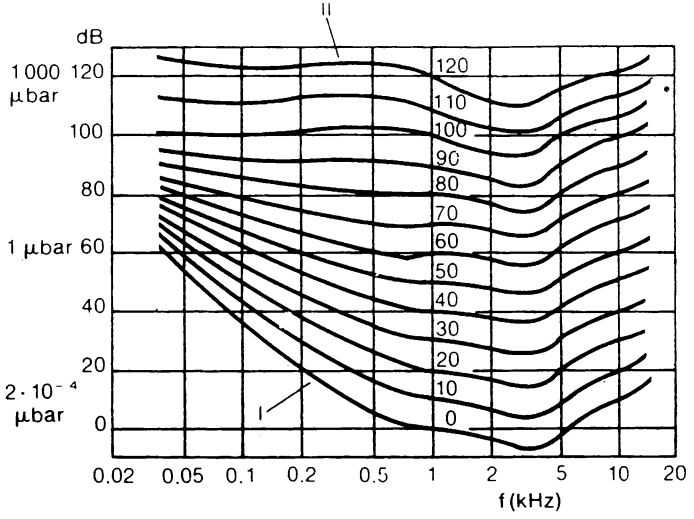
Réflexion



Lorsqu'une onde frappe la surface d'un corps dont la densité est plus grande que celle du milieu ambiant, elle est partiellement réfléchie et partiellement absorbée selon la nature du corps.
Lorsque la paroi est plane l'angle de réflexion est égal à l'angle d'incidence et les trajets des deux ondes sont situés dans le même plan.
Quand la surface frappée par le son est courbe, c'est l'angle avec la tangente au point d'incidence qu'il faut considérer; donc une surface convexe disperse le son réfléchi, tandis qu'une surface concave le concentre.
Lorsque les deux ondes, directe et réfléchie, se rencontrent, il se forme des ondes stationnaires; c'est-à-dire des ventres de pression maximale et des nœuds acoustiques où la pression est nulle. Les ventres sont situés à $\lambda/4$, $3\lambda/4$, $5\lambda/4$... à partir du point de réflexion. Les nœuds sont situés à $\lambda/2$, λ, $4\lambda/2$...
Ce phénomène est à la base du fonctionnement de nombreux instruments de musique, en particulier l'orgue. Il est très gênant dans les salles de concert et on l'élimine grâce à des artifices architecturaux et à des revêtements en matériaux absorbants.

2. L'OUIE

Les ondes sonores doivent être étudiées en fonction de l'oreille humaine. Sa sensibilité ne couvre qu'une plage de fréquences et varie considérablement avec elle. On estime que les fréquences audibles sont comprises entre 16 Hz et 20 000 Hz pour les jeunes. Les personnes âgées, mais non atteintes de surdité ne perçoivent que la plage s'étendant de 16 Hz à 10 000 ou à 12 000 Hz. La sensibilité de l'oreille est très variable selon la fréquence. La courbe I donne la pression acoustique nécessaire pour atteindre le seuil d'audibilité en fonction de la fréquence. La sensibilité maximale de l'oreille se situe aux environs de 1 000 Hz et demande une pression acoustique de $2 \cdot 10^{-4}$ µbar; en revanche vers 20 Hz et 20 000 Hz la pression doit être 100 000 fois plus grande pour atteindre le seuil d'audibilité (1 µbar).



Si on augmente progressivement l'intensité sonore on s'aperçoit que l'oreille n'a pas une sensibilité linéaire, mais une sensibilité logarithmique : *la sensation varie comme le logarithme de l'excitation.*
Si on augmente encore la pression acoustique, on arrive à un niveau où l'audition devient douloureuse et au-delà duquel aucune augmentation de sensation n'est plus perceptible; l'oreille est saturée. On trace ainsi le seuil de douleur, c'est la courbe II. Cette limite est plus régulière en fonction de la fréquence. L'énergie à 1 000 Hz est d'environ 1 000 µbar, soit un rapport de 10^7 entre le seuil d'audibilité et le seuil de douleur. C'est pourquoi on utilise les unités logarithmiques, comme le décibel ou le néper.

3. MESURES ACOUSTIQUES

Bel et décibel

Le niveau, l'affaiblissement ou l'augmentation de l'intensité d'un son peuvent être mesurés les uns par rapport aux autres ou par rapport à un niveau de référence au moyen du logarithme décimal de leurs intensités respectives. C'est le bel (B) et son sous-multiple le décibel (dB).
On a vu que le seuil d'audibilité de l'oreille à 1 kHz est de :

$$2 \cdot 10^{-4} \text{ barye} = 2 \cdot 10^{-4} \text{ µbar} = 2 \cdot 10^{-5} \text{ N/m}^2.$$

On utilise souvent cette pression acoustique comme référence : 0 dB SL (sound level = niveau du son).
Les niveaux de pression acoustique sont exprimés en dB SL :

$$n \text{ dB SL} = 20 \log_{10} \frac{pm}{2 \cdot 10^{-4} \text{ barye}}$$

où *pm* est la pression mesurée en barye (ou µbar).
On obtient les équivalences suivantes :

$2 \cdot 10^{-4}$ µbar = 0 dB SL
1 µbar = 74 dB SL
10 µbar = 94 dB SL
100 µbar = 114 dB SL
1 mbar = 134 dB SL
10 mbar = 154 dB SL
100 mbar = 174 dB SL
1 bar = 194 dB SL.

A 1 kHz on a vu que le seuil d'audibilité est obtenu pour une pression acoustique de $2 \cdot 10^{-4}$ µbar = 0 dB SL; le seuil de douleur est atteint pour 120 dB SL, soit près de 1 mbar.
On peut ainsi définir le niveau acoustique de certains bruits.

Nature du bruit ou du son	dB SL
Voix chuchotée	10
Conversation normale à 3 m	30
Moteur d'aspirateur	50
Rue animée	70
Niveau de sonorisation en salle	60 à 70
Grand orchestre	80
Sonorisation en extérieur	85
Atelier de mécanique	90
Discothèque	95
Passage d'un train sur un pont métallique	100
Moteur d'avion à 3 m	120
Atelier de chaudronnerie	120

Les décibels servent aussi à évaluer les intervalles sonores, ou les différences d'intensité entre deux sons; par exemple l'intervalle sonore entre les pianissimi et les fortissimi d'un orchestre peut être de 60 à 80 dB, c'est, dans ce cas, la dynamique de la musique. De même, la dynamique d'un bon enregistrement de magnétophone est également de 60 à 80 dB; celle d'un bon disque est de l'ordre de 60 dB.
Le gain en puissance entre deux sources est aussi mesuré en décibels :

$$\text{Gain} = 10 \log_{10} \frac{P_1}{P_2} = \text{dB}.$$

Le gain en tension, d'un amplificateur par exemple, peut être évalué en dB, à condition que les impédances d'entrée et de sortie soient identiques :

$$\text{Gain} = 20 \log_{10} \frac{V_1}{V_2}$$

en effet $P_1 = V_1^2/R$ et $P_2 = V_2^2/R$

d'où $\text{gain} = 10 \log_{10} \frac{P_1}{P_2} = 10 \log_{10} \frac{V_1^2}{V_2^2} = 20 \log_{10} \frac{V_1}{V_2}$.

Il en est de même pour le gain des intensités :

$$\text{gain} = 10 \log_{10} \frac{P_1}{P_2} = 10 \log_{10} \frac{RI_1^2}{RI_2^2} = 10 \log_{10} \frac{I_1^2}{I_2^2} = 20 \log_{10} \frac{I_1}{I_2}$$

toujours à condition que R soit égal dans les deux circuits.
Le niveau de référence électrique est normalisé par rapport à la pression acoustique initiale à 1 kHz. On fixe :

$$0 \text{ dB} = \frac{1 \text{ V}}{\mu\text{bar}}$$

d'où

$$n \text{ dB V} = 20 \log_{10} \frac{V}{1 \text{ V}}$$

ce qui donne les niveaux suivants en dB V :

0 dB V = 1 V/μbar
−20 dB V = 100 mV/μbar
−40 dB V = 10 mV/μbar
−60 dB V = 1 mV/μbar
−66 dB V = 500 μV/μbar
−70 dB V = 290 μV/μbar
−73 dB V = 206 μV/μbar
−76 dB V = 145 μV/μbar
−80 dB V = 100 μV/μbar
−83 dB V = 70 μV/μbar
−86 dB V = 50 μV/μbar.

Cette unité est surtout employée pour les microphones; il s'agit de la force électromotrice mesurée aux bornes non chargées comparée à 1 V/μbar. Le niveau électrique des microphones est d'environ :

— Microphone piézo-électrique : −40 dB V à −60 dB V.
— Microphone électrodynamique : −70 dB V à −76 dB V.
— Microphone à ruban : −73 dB V à −80 dB V.
— Microphone électrostatique (amplifié B.F.) : −40 dB V.
— Microphone électrostatique (type H.F.) : −50 dB V.

Le niveau de référence électrique d'une ligne chargée s'exprime par rapport à une ligne de 600 Ω et une puissance de 1 mW, soit une tension aux bornes de la ligne de 0,775 V.
Cette unité est utilisée dans les télécommunications; c'est le niveau donné par le V.U. mètre des consoles de studio. Pour reconnaître les mesures de niveaux effectuées de cette façon on pose :

$$0 \text{ dB mV} = 0{,}775 \text{ V}/\mu\text{bar}$$

(V.U. = volume unit).

Mesure du gain d'une chaîne d'amplification

L'emploi du décibel et du niveau de référence en tension (dB V) rend très simples les calculs sur les chaînes d'amplification.
Par exemple : en partant du niveau donné par le microphone, on soustrait les pertes, on ajoute les amplifications et on obtient le niveau dans le haut-parleur. On obtient un bilan de la forme suivante :

		niveau dB V
Microphone		−69
Câble de liaison	perte 1 dB	−70
Préamplificateur	gain 30 dB	−40
Commande de timbre	atténuation 12 dB	−52
Amplificateur	gain 80 dB	+28

Ensuite, en connaissant le rendement des haut-parleurs on peut déterminer la puissance acoustique et la pression par unité de surface. De là, on trouve le niveau par rapport au seuil d'audibilité ($2 \cdot 10^{-4}$) μbar) en dB SL.
Le néper est une unité de puissance relative ou une unité d'atténuation de même nature que le décibel; toutefois pour le néper on utilise les logarithmes népériens au lieu des logarithmes vulgaires (à base 10) pour le décibel.

$$N = \frac{1}{2} \log \frac{P_1}{P_2}$$

1 dB = 0,115 1 N et 1 N = 8,686 dB.

Cette unité est surtout utilisée en télécommunication.

Tableau de conversion des unités de transmission népériennes (népers) et décimales (décibels)

Népers	Décibels	Népers	Décibels
0,1	0,869	5,1	44,299
0,2	1,737	5,2	45,167
0,3	2,606	5,3	46,035
0,4	3,474	5,4	46,904
0,5	4,343	5,5	47,772
0,6	5,212	5,6	48,641
0,7	6,080	5,7	49,510
0,8	6,949	5,8	50,378
0,9	7,817	5,9	51,247
1,0	8,686	6,0	52,115
1,1	9,554	6,1	52,984
1,2	10,423	6,2	53,853
1,3	11,292	6,3	54,721
1,4	12,160	6,4	55,590
1,5	13,029	6,5	56,458
1,6	13,897	6,6	57,327
1,7	14,766	6,7	58,195
1,8	15,635	6,8	59,064
1,9	16,503	6,9	59,933
2,0	17,372	7,0	60,801
2,1	18,240	7,1	61,670
2,2	19,109	7,2	62,538
2,3	19,978	7,3	63,407
2,4	20,846	7,4	64,276
2,5	21,715	7,5	65,144
2,6	22,583	7,6	66,013
2,7	23,452	7,7	66,881
2,8	24,320	7,8	67,750
2,9	25,189	7,9	68,619
3,0	26,058	8,0	69,487
3,1	26,926	8,1	70,356
3,2	27,795	8,2	71,224
3,3	28,663	8,3	72,093
3,4	29,532	8,4	72,961
3,5	30,401	8,5	73,830
3,6	31,269	8,6	74,699
3,7	32,138	8,7	75,568
3,8	33,006	8,8	76,436
3,9	33,875	8,9	77,304
4,0	34,744	9,0	78,173

Népers	Décibels	Népers	Décibels
4,1	35,612	9,1	79,042
4,2	36,481	9,2	79,910
4,3	37,349	9,3	80,779
4,4	38,218	9,4	81,647
4,5	39,087	9,5	82,516
4,6	39,955	9,6	83,385
4,7	40,824	9,7	84,253
4,8	41,692	9,8	85,122
4,9	42,561	9,9	85,990
5,0	43,430	10,0	86,859

Tableau de correspondance entre les unités de transmission (décibels ou népers), leurs rapports de tensions $\frac{V_1}{V_2}$ ou d'intensités $\frac{I_1}{I_2}$, ou de puissances $\frac{P_1}{P_2}$, et les fonctions hyperboliques (sinus, cosinus tangentes hyperboliques).

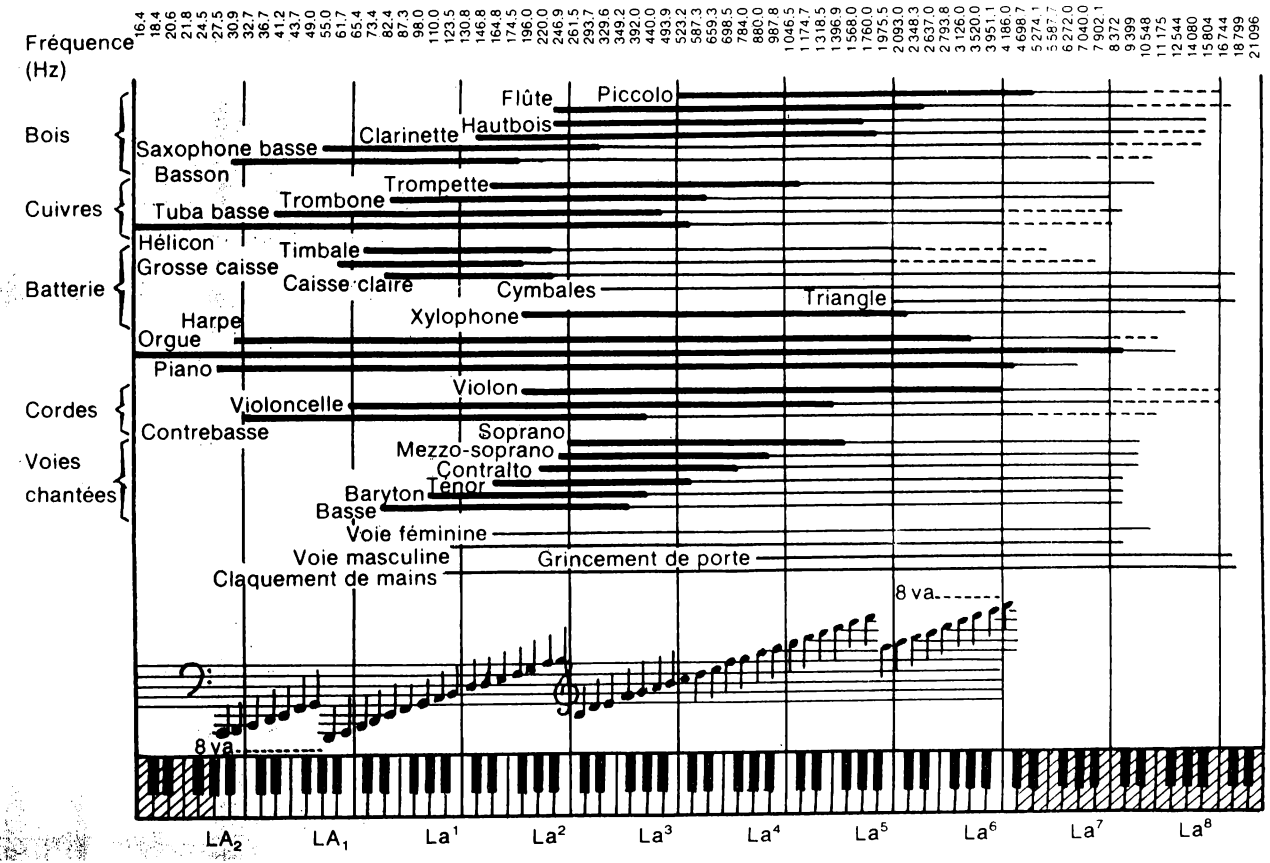
Décibels	Néper = A	$\frac{I_1}{I_2}$ ou $\frac{V_1}{V_2}$	$\frac{P_1}{P_2}$	Sin h A	Cos h A	Tang h A
1	0,115130	1,122	1,259	0,115384	1,006635	0,11462
2	0,230260	1,259	1,585	0,23230	1,02663	0,22627
3	0,345390	1,413	1,995	0,35230	1,06024	0,33228
4	0,460520	1,585	2,512	0,47696	1,10793	0,43050
5	0,575650	1,778	3,162	0,60797	1,17031	0,51949
6	0,690780	1,995	3,981	0,74704	1,24823	0,59848
7	0,805910	2,239	5,012	0,89602	1,34270	0,66733
8	0,921040	2,512	6,310	1,05689	1,45500	0,72639
9	1,03617	2,818	7,943	1,23178	1,58660	0,77637
10	1,15130	3,162	10,000	1,42303	1,73925	0,81818
11	1,26643	3,548	12,59	1,63315	1,91498	0,85282
12	1,38159	3,981	15,85	1,86494	2,11613	0,88130
13	1,49670	4,467	19,95	2,12148	2,34535	0,90454
14	1,61182	5,012	25,12	2,40617	2,60570	0,92343
15	1,72695	5,623	31,62	2,72278	2,90062	0,93869
16	1,84208	6,310	39,81	3,07554	3,23403	0,95099
17	1,95721	7,080	50,12	3,46910	3,61035	0,96087
18	2,07234	7,943	63,10	3,90869	4,03458	0,96880
19	2,18747	8,913	79,43	4,40015	4,51236	0,97513
20	2,30260	10,000	100,00	4,95000	5,05000	0,98020

ACOUSTIQUE

Déci-bels	Néper = A	$\frac{I_1}{I_2}$ ou $\frac{V_1}{V_2}$	$\frac{P_1}{P_2}$	Sin h A	Cos h A	Tang h A
21	2,41773	11,22	125,9	5,56553	5,65466	0,98424
22	2,53286	12,59	158,5	6,25491	6,33434	0,98746
23	2,64799	14,13	199,5	7,02729	7,09808	0,99003
24	2,76312	15,85	251,2	7,89282	7,95592	0,99207
25	2,87825	17,78	316,2	8,86328	8,91951	0,99369
26	2,99338	19,95	398,1	9,95125	10,00137	0,99499
27	3,10851	22,39	501,2	11,17128	11,21595	0,99602
28	3,22364	25,12	631,0	12,53953	12,57934	0,99683
29	3,33877	28,18	794,3	14,07418	14,10966	0,99748
30	3,45390	31,62	1 000,0	15,79558	15,82720	0,99800
31	3,56903	35,48	1 259	17,72658	17,75476	0,99841
32	3,68416	39,81	1 585	19,89281	19,91793	0,99874
33	3,79929	44,67	1 995	22,32298	22,34537	0,99899
34	3,91442	50,12	2 512	25,04940	25,06395	0,99920
35	4,02955	56,23	3 162	28,10819	28,12597	0,99937
36	4,14468	63,10	3 981	31,53990	31,55575	0,999438
37	4,25981	70,70	5 012	35,39017	35,40442	0,999601
38	4,37494	79,43	6 309	39,71007	39,72266	0,999683
39	4,49007	89,13	7 944	44,55694	44,56816	0,999748
40	4,60520	100,00	10 000	49,99500	50,00500	0,999800
41	4,72033	112,2	12 588	56,0965	56,1054	0,999841
42	4,83546	125,9	15 850	62,9423	62,9502	0,999875
43	4,95059	141,3	19 965	70,6233	70,6304	0,999900
44	5,06572	158,5	25 122	79,2406	79,2469	0,999920
45	5,18085	177,8	31 612	88,9112	88,9167	0,999937
46	5,29598	199,5	39 810	99,7606	99,7655	0,999950
47	5,41111	223,9	50 131	111,9339	111,9384	0,999959
48	5,52624	251,2	63 101	125,5923	125,5963	0,999968
49	5,64137	281,8	79 411	140,9174	140,9209	0,999975
50	5,75650	316,2	100 000	158,1123	158,1155	0,999980
51	5,87163	354,3	125 883	177,5041	177,4079	0,999984
52	5,98676	398,1	158 483	199,0524	199,0549	0,999987
53	6,10189	446,7	199 741	223,3407	223,3429	0,9999901
54	6,21702	501,2	251 201	250,5927	250,5947	0,9999921
55	6,33215	562,3	316 171	281,1699	281,1699	0,9999936

Le phone

Le phone correspond à 1 dB à 1 kHz. Il sert à mesurer le niveau acoustique d'une sonorité par rapport à celle pour laquelle l'oreille est la plus sensible (1 kHz).


Fréquence (Hz)
16.4 18.4 20.6 21.8 24.5 27.5 30.9 32.7 36.7 41.2 43.7 49.0 55.0 61.7 65.4 73.4 82.4 87.3 98.0 110.0 123.5 130.8 146.8 164.8 174.5 196.0 220.0 246.9 261.5 293.7 329.6 349.2 392.0 440.0 493.9 523.2 587.3 659.3 698.5 784.0 880.0 987.8 1046.5 1174.7 1318.5 1396.9 1568.0 1760.0 1975.5 2093.0 2348.3 2637.0 2793.8 3126.0 3520.0 3951.1 4186.0 4698.7 5274.1 5587.7 6272.0 7040.0 7902.1 8372 9399 10548 11175 12544 14080 15804 16744 18799 21096
Bois
Cuivres
Batterie
Cordes
Voies chantées
Flûte
Piccolo
Hautbois
Clarinette
Saxophone basse
Basson
Trompette
Trombone
Tuba basse
Hélicon
Timbale
Grosse caisse
Caisse claire
Cymbales
Triangle
Xylophone
Harpe
Orgue
Piano
Violon
Violoncelle
Contrebasse
Soprano
Mezzo-soprano
Contralto
Ténor
Baryton
Basse
Voie féminine
Voie masculine
Claquement de mains
Grincement de porte
8 va
8 va
LA2 LA1 La1 La2 La3 La4 La5 La6 La7 La8

4. MUSIQUE

Le musicien caractérise un son par sa hauteur, son timbre et son intensité.

La hauteur

C'est la fréquence du son. Le spectre audible a été divisé en octaves qui couvrent un intervalle de fréquence dans le rapport de 1 à 2. Chaque octave comprend 7 notes.
L'intervalle est la différence de hauteur entre deux notes: les intervalles ne sont pas égaux entre chaque note; ils sont d'un ton ou d'un demi-ton. Par la suite, on a créé la *gamme tempérée* avec des octaves comprenant 12 intervalles d'un demi-ton égaux.
La fréquence de référence est celle du **la 3,** fixée à 440 Hz.
La figure donne la répartition des fréquences acoustiques sur 10 octaves (16 à 16 000 Hz environ). Au bas, on a représenté un clavier de piano; les touches grisées ne figurent pas sur un piano réel qui ne couvre qu'un peu plus de 7 octaves.
Pour chaque instrument de musique, on donne en trait gras la plage couverte en notes fondamentales, en trait fin les principaux harmoniques et en pointillés les partiels et les bruits typiques qui aident à reconnaître le timbre propre à chaque instrument. Les voix chantées, les voix parlées et quelques bruits sont également indiqués.

Le timbre

On a déjà vu que le timbre d'un instrument est donné par les harmoniques et les partiels qui accompagnent une note fondamentale. C'est ainsi qu'on reconnaît à l'oreille différents instruments jouant la même note et également la personne de connaissance qui parle ou qui chante.

L'intensité

Chaque instrument de musique peut fournir une plage d'énergie comprise entre le pianissimo et le fortissimo. Le rapport entre ces deux puissances acoustiques est la dynamique, elle est comprise entre 10^4 et 10^7, soit entre 40 et 70 dB. Par exemple, un orchestre symphonique complet jouant fortissimo produit 70 W acoustiques.

5. ACOUSTIQUE DES SALLES

Une source sonore dans une salle rayonne une énergie acoustique dans toutes les directions; une grande proportion de cette énergie vient frapper les murs, le plancher et le plafond. Selon la nature des matériaux, l'énergie sonore est réfléchie dans une certaine proportion, le reste étant absorbé.
Le marbre, un mur bien lisse absorbent très peu d'énergie, ils sont réverbérants.
Une tenture épaisse, des fauteuils, un auditoire, des plastiques aérés réfléchissent très peu d'énergie, ils sont absorbants.
Dans une salle absorbante l'énergie de la source est rapidement amortie; un son bref s'éteint vite; le temps de réverbération de la salle est court.
On appelle temps de réverbération le temps que met un son d'un niveau de 60 dB, à diminuer du millionième de sa valeur, une fois la source arrêtée.
Par contre, si la salle est réfléchissante, l'énergie sonore va se réfléchir longuement sur les parois avant de s'amortir; le temps de réverbération est important. Dans certaines conditions, il y a création d'échos; c'est-à-dire qu'on entend deux fois un son bref. On comprend que dans ces conditions, l'intelligibilité de la parole peut être très défectueuse et que la qualité d'une audition musicale ne peut être conservée.
Le coefficient d'absorption d'un matériau est égal au rapport de l'énergie absorbée à l'énergie incidente : il s'exprime par α.
Un matériau parfaitement absorbant : $\alpha = 1$ et un corps totalement réfléchissant : $\alpha = 0$. Ce coefficient est variable en fonction de la fréquence. En règle générale, il est plus faible pour les graves et plus élevé pour les aigus. Une salle insuffisamment traitée paraît « sourde ».
Le coefficient d'absorption moyen d'une salle est obtenu en prenant le coefficient d'absorption de chacun des matériaux multiplié par leur surface :

$$\alpha \text{ moy} = \frac{(\alpha_1 \cdot S_1) + (\alpha_2 \cdot S_2) + (\alpha_3 \cdot S_3) + \ldots (\alpha_n \cdot S_n)}{S_{tot}}.$$

L'aire d'absorption équivalente est la surface de la paroi d'un matériau parfaitement absorbant, ou m^2 de fenêtre ouverte :

$$A = \alpha \text{ moy} \cdot S_{tot}.$$

Près de la source le son direct est prépondérant, au-delà d'une certaine distance appelée distance critique les sons réfléchis sont prépondérants :

$$d = 0{,}14\sqrt{A}.$$

La parole n'est compréhensible par un auditeur que si le niveau acoustique est supérieur au bruit ambiant et s'il se trouve dans une zone pour laquelle le son direct est prépondérant.

Le temps de réverbération d'un local est le temps nécessaire à l'énergie sonore pour décroître de 60 dB lorsque la source est arrêtée. Il est donné par la formule de Sabine :

$$T = \frac{0{,}16\ V}{\alpha \text{ moy } S}.$$

T	temps de réverbération en secondes.
V	volume de la salle en m^3.
αmoy	coefficient d'absorption moyen de la salle.
S	surface des parois de la salle en m^2

ou

$$T = \frac{0.16\ V}{A}$$

A	unité Sabine ou m^2 de fenêtre ouverte

Valeurs pratiques pour audition directe

Volume de la salle m^3	Parole Conférences Théâtres T (s)	Musique de chambre Jazz T (s)	Orchestre sympho-nique T (s)	Musique sacrée orgue T (s)
100	0,5	–	–	–
1 000	0,8	1	1,4	1,8
10 000	1,1	1,4	1,8	2,2
20 000	1,2	1,6	2,0	2,4
au-dessus	1,3 – 1,5	–	2,2	2,6

Matériaux à utiliser

Si le temps de réverbération de la salle est trop long, il faut la traiter en conséquence. Le plafond peut être recouvert de panneaux perforés en staff sur laine de verre; le sol peut être revêtu d'une moquette; le mur du fond de la salle faisant face aux haut-parleurs est le premier à être traité après le plafond et le sol. Il peut être recouvert par une tenture ou par des panneaux perforés. Ces matériaux existent dans le commerce spécialisé.

Isolation phonique

Elle a pour but de protéger le local des bruits extérieurs qui peuvent être transmis par voie aérienne, par effet de diaphragme ou par conduction. Elle atténue également les bruits issus de ce local, afin de ne pas gêner les voisins.

Cette protection est obtenue par les murs, les planchers le plafond, les portes et les fenêtres qui doivent être traités. La norme française exige une atténuation par les cloisons de 36 dB pour les graves, 48 dB dans le médium et 54 dB pour les aigus. Par rapport à la rue l'atténuation des bruits dans une pièce doit être de 15 dB pour les graves, 20 dB dans le médium et 25 dB pour les aigus. Ces chiffres plus faibles sont dus aux vitres des fenêtres.

SONORISATION

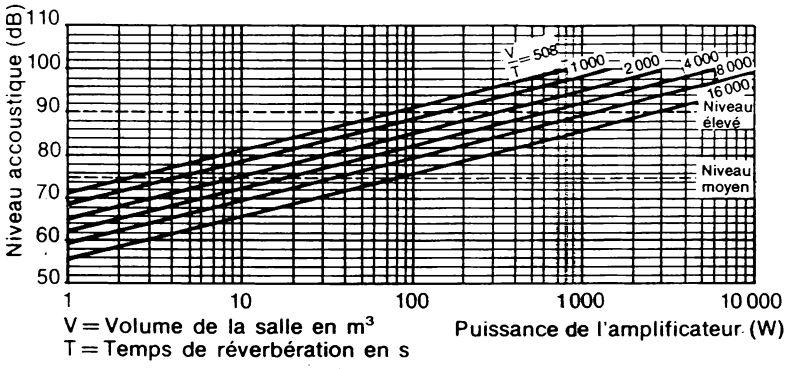
1. SONORISATION EN SALLE

Calcul de la puissance modulée des amplificateurs

Déterminer :

— le volume de la salle en mètres cubes;
— le temps de réverbération T en secondes. En l'absence d'appareils enregistreurs, claquer fortement des mains et chronométrer l'extinction du son. Avec un peu d'habitude on obtient une approximation suffisante;
— le niveau acoustique désiré (dB SL); il doit être supérieur au bruit ambiant, mesuré par un sonomètre de : 10 dB pour une sonorisation d'ambiance (bar, magasin, atelier), 25 dB pour une sonorisation en salle, les nigth-club, les spectacles POP nécessitent un niveau d'environ 100 dB SL.

Les courbes ci-dessous donnent la puissance du ou des amplificateurs nécessaires en fonction du niveau acoustique et du rapport volume de la salle en m^3 sur le temps de réverbération en s.



Calcul du niveau acoustique donné par des haut-parleurs montés dans des petites enceintes, ou des colonnes

Le niveau acoustique L en dB SL à une certaine distance et dans l'axe du ou des haut-parleurs pour une puissance modulée donnée est obtenu par la formule :

$$L = A + B + C - D \text{ en dB}$$

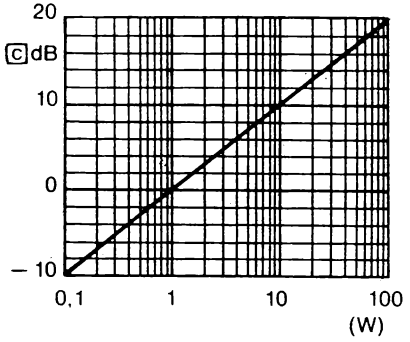
dans laquelle :

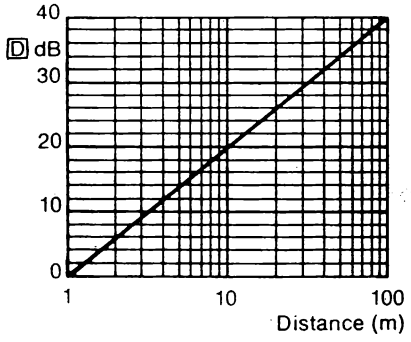
A : est la pression acoustique donnée par un haut-parleur à une distance de 1 m et auquel on fournit une puissance modulée de 1 W à 1 000 Hz. C'est la mesure de la sensibilité du haut-parleur donnée par le constructeur sur sa notice. A est compris entre 80 et 90 dB pour les électrodynamiques et atteint 110 dB pour un modèle à chambre de compression à pavillon.

B : est l'augmentation du niveau acoustique en dB lorsqu'on branche *n* haut-parleurs semblables en parallèle et en leur fournissant à chacun la même puissance, cas des colonnes.

n	B (dB)
1	0
2	3
3	5
4	6
5	7
6	8
7	8,5
8	9
9	9,5
10	10
12	11
16	12
20	13

C : est l'augmentation du niveau acoustique en fonction de la puissance modulée W fournie à chaque haut-parleur.





D : donne la diminution du niveau acoustique en fonction de la distance entre le haut-parleur et l'auditeur. C'est généralement la distance critique du local.

SONORISATION

Distance critique

Dans un local, la puissance acoustique est émise par le haut-parleur; l'énergie parcourt une certaine distance, puis est réfléchie par les parois et vient renforcer le niveau sonore qui est alors homogène dans le local.
La distance critique est celle pour laquelle le niveau de l'onde réfléchie est égale au niveau de l'onde directe.
Afin d'obtenir une bonne intelligibilité et une bonne répartition de la puissance acoustique, il ne faut pas qu'un haut-parleur puisse couvrir une distance supérieure à trois fois la distance critique. Cette notion détermine le nombre de haut-parleurs à utiliser dans la salle et leur directivité. Ce point est important lors de l'utilisation des colonnes acoustiques très directives.

Exemples :

1° Quel est le niveau donné à 10 m d'une colonne acoustique de 5 haut-parleurs, chacun d'une sensibilité de 80 dB alimentés sous 2 W.

$$A = 80 \text{ dB}; B = n = 5 = 7 \text{ dB}; C = 2 \text{ W} = 3 \text{ dB}; D = 10 \text{ m} = -20 \text{ dB};$$
$$L = 80 + 7 + 3 - 20 = 70 \text{ dB}.$$

2° Quelle puissance doit-on délivrer à chacun des haut-parleurs de la colonne ci-dessus pour obtenir un niveau de 75 dB à 10 m :

$$C = L - (A + B - D);$$
$$C = 75 - (80 + 7 - 20) = 8 \text{ dB} = 6 \text{ W}.$$

2. SONORISATION EN EXTÉRIEUR

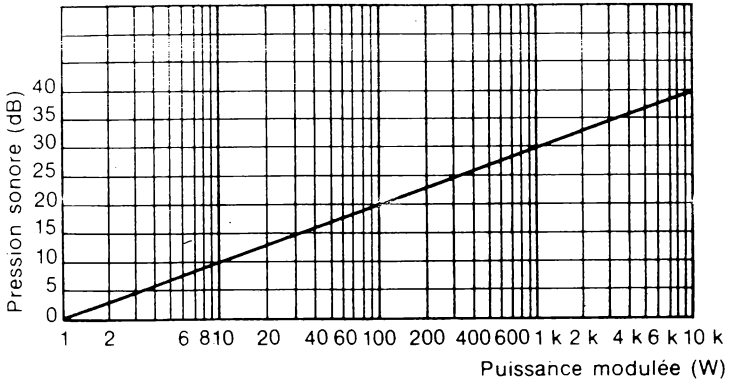
Propagation du son en plein air : $G = \dfrac{N}{4\pi R^2}$.

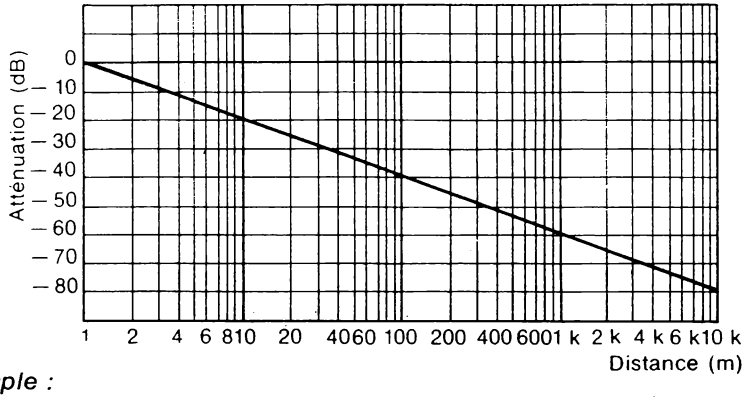
G = intensité du son en W/cm².
N = puissance acoustique W.
R = rayon de la sphère au point d'écoute.
L'intensité du son diminue proportionnellement au carré de la distance.
Une faible partie de l'énergie rayonnée par la sphère atteint l'auditeur, placé dans un angle de faible ouverture. Il faut donc utiliser des haut-parleurs ou des colonnes ayant le plus faible angle d'ouverture possible afin de concentrer la puissance acoustique sur les auditeurs.

Calcul de la puissance modulée

Le calcul s'effectue plutôt en fonction de la pression du son au-dessus du seuil d'audibilité $= 2 \cdot 10^{-5}$ N/m² qui est inversement proportionnelle à la

distance. Une variation de pression sonore du simple au double correspond à une augmentation de 6 dB.
Le niveau acoustique à une distance donnée est égal à la sensibilité du haut-parleur alimenté par 1 W et mesurée à 1 m, plus 10 log P (puissance de l'amplificateur), moins 20 log R (distance d'écoute). Les courbes correspondantes sont données ci-après.





Exemple :
Quel est le niveau acoustique à 50 m d'un haut-parleur de 95 dB de sensibilité, alimenté sous 20 W.

$$L = 95\ dB + 13\ dB - 34\ dB = 74\ dB.$$

La sonorisation de grands rassemblements autour d'un spectacle de variétés nécessite des installations très importantes. Deux tours de part et d'autre de la scène supportent des enceintes de grande puissances spécialisées pour les graves, le médium et les aigus. Le niveau sonore délivré, au niveau des spectateurs, atteint 100 dB SL. La puissance des amplificateurs peut être de l'ordre de 10 kW.
Une étude est à faire pour chacune de ces sonorisations qui sort du cadre de cet ouvrage.

R. 1

HAUTE-FIDÉLITÉ

1. NORMALISATION FRANÇAISE ET CARACTÉRISTIQUES ACTUELLES

Ces normes sont toujours en vigueur, elles servent de valeurs minimales pour les importations et pour le matériel présenté aux expositions.
Depuis, les différents éléments ont fait des progrès importants dus, entre autre, à la commercialisation du compact disque. C'est-à-dire que les matériels actuels présentent des caractéristiques meilleures que celles des normes. Ces évolutions sont signalées pour chacune des composantes de la haute fidélité!

Lecteurs de disques

Composé :

Table de lecture

Caractéristiques minimales :
Écart relatif de vitesse par rapport à la vitesse nominale :

$\leqslant + 1{,}5\,\%$ (tension du réseau $\pm 10\,\%$).

Fluctuations totales : pleurage + scintillement :

$\leqslant \pm 0{,}2\,\%$ valeurs crête pondérée.

Rapport signal/ronronnement :

non pondéré : $\geqslant$35 dB,
pondéré : $\geqslant$55 dB

(vélocité 3,85 cm/s à 315 Hz et pour une gravure à 45°).

Tête de lecture stéréophonique

Rayon de la pointe de lecture :

— pointe sphérique : 15^{+3}_{-0} µm,
— pointe elliptique : 20×6 µm.

Déséquilibre entre voies : $\leqslant$2 dB à 1000 Hz.

Diaphonie entre voies : $\geqslant$20 dB à 1000 Hz
$\geqslant$15 dB entre 315 Hz et 6300 Hz.

Courbe de réponse minimale : de 40 Hz à 63 Hz $\left\{ \begin{matrix} +2 \text{ dB} \\ -3 \text{ dB.} \end{matrix} \right.$
et de 8 kHz à 12,5 kHz
de 63 Hz à 8 kHz : $\pm$2 dB.

Caractéristiques actuelles

— Table de lecture
Entraînement direct régulation à quartz ou électronique.
Affichage digital de la vitesse.
Fluctuations totales : 0,015 %.
Rapport signal/ronronnement : pondéré 80 dB.

— Tête de lecture
A bobine mobile ou à flux variable, amortissement différentiel, réduction de la masse dynamique.
Nouvelles tailles de diamant.
Courbe de réponse : 20 Hz à 20 kHz + 0,5 — 2,5 dB.
Diaphonie entre voies : $\geqslant$25 dB à 1 kHz.
Sensibilité : 1 mV/cm/s.

— Bras de lecture
A très faible masse dynamique en titane ou en fibre de carbone à haute technologie.

Normes :
Platines et têtes de lecture : N.F.C. 97 430, méthode de mesure : N.F.C. 97 130, disques : N.F.C. 97 135.

Platines de magnétophone à bobines

Norme : N.F.C. 97 110.
Écart relatif de vitesse par rapport à la vitesse de défilement, à la tension nominale d'alimentation $\pm$ 10 % : $\pm$ 1,5 %.
Fluctuations totales, valeur instantanée de crête en valeur non pondérée, à la vitesse de défilement la plus élevée : $\leqslant \pm$ 0,2 %.
Tension nominale de sortie : $\geqslant$0,5 V.
Déséquilibre des voies, à 315 Hz, à la tension nominale de sortie : $\leqslant$2 dB.
Courbe de réponse totale en enregistrement :

— lecture à 19 cm/s : 40 Hz - 16 kHz $\pm$ 3 dB,
— lecture à 9,5 cm/s : 63 Hz - 14 kHz $\pm$ 3 dB.

Rapport signal/bruit en enregistrement-lecture :
— en valeur non pondérée : $\geqslant$48 dB.
— en valeur pondérée A : $\geqslant$56 dB.
Taux de distorsion harmonique totale : $\leqslant$3 %.
Séparation entre pistes stéréophoniques à 1 000 Hz : $\geqslant$26 dB.
Puissance de sortie par voie : $\geqslant$6 W.

Platine d'enregistreur-lecteur à cassette

Caractéristiques minimales des magnétophones à vitesse 9,5 cm/s et munis obligatoirement :

— d'un dispositif d'affaiblissement de bruit (Dolby-DNL...);
— d'une polarisation pour lecture de bande à haut pouvoir résolvant (Oxyde de chrome...).

Caractéristiques actuelles

Les magnétophones à bobines sont réservés au marché professionnel et semi-professionnel de très haute qualité.

HAUTE-FIDÉLITÉ

Les magnétophones à cassette ont fait d'énormes progrès. Ceux de haut de gamme sont particulièrement sophistiqués. On relève : les touches sensitives, les dispositifs de réduction de bruit simples ou doubles (Dolby A. B ou C, DBX, Highcom, CX), télécommande par infrarouge, réglage manuel ou automatique de la polarisation en fonction de la bande utilisée, défilement inverse, recherche automatique des séquences, réglage automatique de l'azimut de la tête d'enregistrement, compteur numérique à mémoire, etc.
Courbe de réponse : 30 Hz a 12-20 kHz selon les bandes magnétiques.
Pleurage et scintillement : 0,05 % pondéré.
Rapport signal/bruit : pondéré A : 80 dB.
Taux de distorsion harmonique total : 0,9 %.

Bandes magnétiques

Caractéristiques	Valeurs limites	
	Bandes 3,81 mm	Bandes 6,25 mm
Charge à la rupture	$\geqslant$ 1,5 N	$\geqslant$ 6 N
Courbure transversale (tuilage) .	$\geqslant$ 10 mm	$\geqslant$ 30 mm
Courbure longitudinale (sabrage)	$\geqslant$ 20 ‰	
Résistance électrique de la couche		$10^{10}\,\Omega$
Caractéristiques électro-acoustiques :		
— Efficacité relative de la bande	$\pm$ 1,5 dB	$\pm$ 1,5 dB
— Efficacité relative aux petites longueurs d'onde à 1 000 Hz	+ 3 – 5 dB	+ 2 – 3 dB
Courbe de réponse relative	315 Hz = 0 dB 3 150 Hz + 1 – 1,5 dB 8 000 HZ + 2 – 2 dB 12 500 Hz + 3 – 5 dB	315 Hz = 0 dB 3 150 Hz $\pm$ 1 dB 8 000 Hz $\pm$ 1 dB 12 500 Hz + 2 – 3 dB
Niveau de sortie maximal pour un taux de distorsion harmonique de 3 % de l'harmonique 3	$\geqslant$ + 0,5 dB	$\geqslant$ + 5 dB
Rapport signal/bruit de fond sans modulation	$\geqslant$ 54 dB	$\geqslant$ 60 dB
Régularité à 315 Hz	$\leqslant$ 1 dB	$\leqslant$ 1 dB
Affaiblissement instantané du niveau enregistré, en 3 min à 1 000 Hz	$\leqslant$ 5 %	$\leqslant$ 5 %
Rapport signal utile/niveau d'empreinte magnétique	$\geqslant$ 48 dB à 315 Hz	$\geqslant$ 52 dB à 1 000 Hz

Norme :
Bandes non enregistrées : N.F.C. 97 140.

Caractéristiques actuelles

Les bandes se sont diversifiées; on rencontre par ordre croissant de qualité : les bandes à l'oxyde de fer, celles à très faible bruit, les bandes à l'oxyde de chrome, enfin, les bandes au fer pur. Chaque type nécessite une polarisation de prémagnétisation différente. Les bandes à l'oxyde de chrome permettent d'obtenir les caractéristiques données au paragraphe précédent.

Microphones

Norme : N.F.C. 97 320.

Efficacité en champ libre : 0,1 mV/0,1 Pa

— pour une impédance : $\leqslant 200\ \Omega$.

Courbe de réponse : 50 Hz - 12 500 Hz

— se décomposant : 50 Hz - 100 Hz : $+3 - 5$ dB; 100 Hz - 250 Hz : ± 3 dB; 250 Hz - 8 000 Hz : ± 2 dB; 8 000 - 12 500 Hz : ± 3 dB.

Certains microphones professionnels couvrent la plage : 30 Hz - 18 000 Hz : ± 3 dB.
Diagramme directionnel : 1 000 Hz : $\leqslant 2$ dB.

— incidence 0 - 180° valeur de lecture des niveaux, pour un microphone omni-directionnel :

1 000 Hz - 5 000 Hz : $\leqslant 4$ dB; 5 000 Hz - 8 000 Hz : $\leqslant 8$ dB;
8 000 Hz - 12 500 Hz : $\leqslant 12$ dB.

Distorsion harmonique totale : $\leqslant 1\%$

— entre 250 et 8 000 Hz pour une pression acoustique : $\geqslant 114$ dB.

Niveau nominal de pression acoustique équivalent au bruit propre, en valeur pondérée A : $\leqslant 26$ dB.

Caractéristiques actuelles

On rencontre un choix considérable de modèles, depuis les modèles simples pour grand public, jusqu'aux modèles professionnels très coûteux spécialisés pour des applications précises. Il est difficile de donner des caractéristiques générales.

Récepteurs de modulation de fréquence pour chaînes à haute fidélité

Il n'existe plus de normes françaises pour cet appareil. Les modèles actuels de haut de gamme sont très perfectionnés. Ils comprennent : asservissement par quartz et boucle de verrouillage de phase de la fréquence de la station, affichage numérique de la fréquence et du numéro du canal, asservissement des fonctions par mémoire programmée par micro-ordinateur, recherche automatique des stations, accord par synthétiseur, télécommande par infrarouge, sensibilité élevée, etc.

HAUTE-FIDÉLITÉ

Gamme couverte : 87,5 à 108 MHz.
Sensibilité mono : 0,7 µV pour 26 dB S/B.
stéréo : 2,5 µV pour 26 dB S/B.
Rapport S/B pour 1 mV antenne : 72 dB pondéré A mono
55 dB pondéré A stéréo.
Diaphonie à 4 kHz : 29 dB en stéréo.
Courbe de réponse : 20 Hz à 15 kHz ± 1,5 dB.
Distorsion : < 0,2 % mono, < 0,3 % stéréo.

Amplificateur stéréophonique

Normes : N.F.C. 97 420 amplificateur, N.F.C. 97 310 méthode de mesure.
Courbe de réponse : 40 Hz - 16 kHz

— entrées non corrigées : ± 1,5 dB par rapport à 1 000 Hz,
— entrées corrigées : ± 2 dB par rapport à 1 000 Hz.

Différence de gain entre voies : ⩽ 4 dB entre 250 Hz et 6 300 Hz.

Distorsion harmonique totale : préamplificateur : < 0,5 % (40 Hz à 16 kHz) :

— amplificateur de puissance : < 0,5 %
— amplificateur et préamplificateur : < 0,7 %

} 63 Hz à 12 500 Hz pour la puissance nominale et pour la moitié de cette puissance entre 40 et 63 Hz ainsi qu'entre 12,5 et 16 kHz.

Puissance nominale de sortie par voie : ⩾ 10 W.
f.é.m. limite de source : entrées non corrigées : ⩾ 2 V
entrées corrigées : ⩾ 30 mV.
Affaiblissement total de diaphonie : ⩾ 30 dB de 250 Hz à 10 kHz
⩾ 40 dB à 1 kHz.

Rapport signal/bruit, mesuré en bande large :

— préamplificateur : ⩾ 58 dB
— amplificateur : ⩾ 58 dB
— préamplificateur et amplificateur : ⩾ 55 dB

} par rapport à la puissance nominale de sortie.

Rapport signal/bruit, mesure pondérée :

— préamplificateur : ⩾ 63 dB
— amplificateur : ⩾ 63 dB
— préamplificateur et amplificateur : ⩾ 60 dB

} par rapport à la puissance nominale de sortie.

Caractéristiques actuelles

Les préamplificateurs peuvent être séparés, ou incorporés à l'amplificateur de puissance.
Les préamplificateurs séparés deviennent des mini-régies équipées de nombreux filtres et correcteurs adaptés à toutes les diverses entrées.

Les préamplificateurs incorporés à l'amplificateur de puissance sont les plus nombreux. Ces appareils ont dû s'adapter aux caractéristiques des disques compacts et à la lecture des disques numériques : plage de fréquence élargie, dynamique améliorée, temps de montée extrêmement court, rapport signal/bruit accru.
Certains sont munis : d'un affichage de la puissance de sortie, d'un indicateur d'écrêtage, de filtres actifs, d'un correcteur-analyseur automatique à microprocesseur et d'une télécommande à infrarouge.
Ils sont protégés contre les courts-circuits de la sortie, les surcharges, les fausses manœuvres et les élévations anormales de température.

Puissance : de 2 × 25 W à 2 × 100 W.
Courbe de réponse : 15 Hz à 30 kHz.
Distorsion harmonique : $<0{,}1$ à $<0{,}02$ % à 1 000 Hz.
Rapport signal/bruit : 90 à 100 dB pondéré A.
Temps de montée à 10 kHz : 4 µs.

Haut-parleur et enceinte acoustique

Les enceintes acoustiques sont classées en trois catégories par la norme :

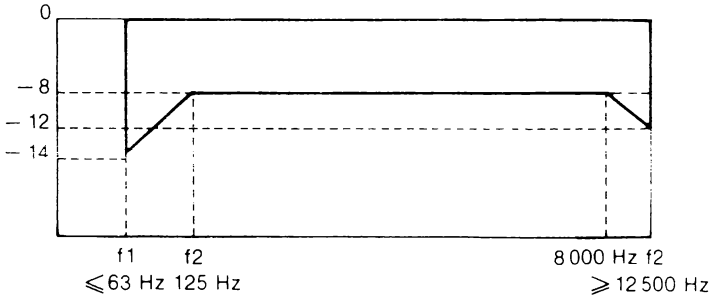
N.F.C. 97 405 enceintes, - N.F.C. 97 330 haut-parleurs.
Première catégorie : caractéristiques minimales.
Puissance nominale : $\geqslant 10$ W.
Impédance nominale : 4 Ω - 8 Ω - 16 Ω.
Courbe d'impédance : en aucun cas le module de l'impédance ne doit être inférieur de plus de 20 % à la valeur nominale entre 20 Hz et 20 000 Hz (afin de ne pas surcharger l'amplificateur).
Courbe de réponse amplitude/fréquence par bande de tiers d'octave pour un signal de bruit rose filtré : la courbe doit s'inscrire en totalité dans le gabarit (1) pour les fréquences médianes entre 63 Hz et 12 500 Hz. Trois courbes sont relevées : dans l'axe, de part et d'autre entre 15° et 30°.
Écart entre les réponses amplitude/fréquence de deux enceintes destinées à une chaîne stéréophonique : ±2 dB pour le même octave entre 200 Hz et 5 000 Hz.
Puissance électrique correspondant à une pression acoustique moyenne spatiale de 1 Pa : doit satisfaire à :

— la pression acoustique moyenne de 1 Pa, soit 94 dB SL;
— au taux de distorsion harmonique inférieur au gabarit (2).

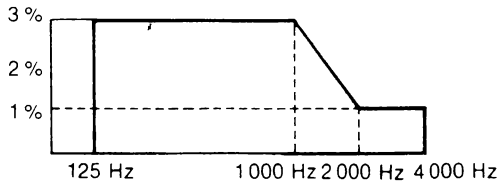
La norme ne retient pas la définition habituelle; c'est-à-dire : pression acoustique en dB SL pour 1 W à 1 m. Elle propose : quelle est la puissance électrique nécessaire pour obtenir 94 dB SL à 1 m?
Distorsion harmonique totale : doit être inférieure aux valeurs définies par le gabarit (2) pour la puissance électrique ci-dessus.

Deuxième catégorie : les caractéristiques ci-avant, plus :
Distorsion harmonique totale : comme ci-dessus, mais pour une tension d'alimentation de l'amplificateur à ±10 % de la valeur nominale.
Rapport signal/bruit : en bande large : $\geqslant 58$ dB, en mesure pondérée A : $\geqslant 63$ dB à la puissance nominale du haut-parleur.

Troisième catégorie : les caractéristiques des deux premières catégories modifiées pour certaines :



Gabarit 1. - Niveau relatif de pression acoustique en dB.



Gabarit 2. - Taux de distorsion harmonique caractéristique totale (rapporté à P_{rm} correspond à la tension d'essai).

Force électromotrice de source E_c correspondant à une pression acoustique de 1 Pa : elle doit satisfaire à deux conditions :
— la pression acoustique moyenne correspondante doit être supérieure ou égale à 1 Pa, soit 94 dB SL à 1 m;
— le taux de distorsion harmonique total doit être inférieur aux valeurs définies par le gabarit (2).

La force électromotrice maximale E_m admissible pour le taux de distorsion du gabarit (2) peut être spécifiée.

Distorsion harmonique totale : doit être inférieure ou égale aux valeurs définies par le gabarit (2) pour les forces électromotrices de source E_c et E_m. La tension d'alimentation de l'amplificateur est réglée à ± 10 % de la tension nominale.

Rapport signal/bruit : en bande large : <58 dB, en mesure pondérée A⩽63 dB à la force électromotrice de source E_c du haut-parleur.

Caractéristiques actuelles

L'enceinte acoustique, transducteur final de la chaîne, demeure le maillon le plus discuté. Le paragraphe R5 donne la constitution des différents types fondamentaux d'enceintes acoustiques. De plus, les haut-parleurs et les enceintes doivent être adaptés aux disques compacts et aux signaux numériques.

Les haut-parleurs ont bénéficié des améliorations suivantes :

— membranes en nouveaux matériaux : copolymères, tissu de fibres polyamide, fibres de verre, de magnésium, de carbone;
— membranes à dôme pour le médium et les aigus;
— nouvelles suspensions;
— champ magnétique intense dans l'entrefer.

Les filtres de séparation sont calculés par ordinateur en fonction de l'enceinte de façon à régulariser le profil de la courbe de réponse.

Les enceintes évoluent vers la miniaturisation, ce qui est acceptable pour les puissances moyennes, mais non pour les puissances importantes.
La sensibilité d'une enceinte est donnée par la puissance qu'il faut lui délivrer à 1 kHz, pour obtenir un niveau de 94 dB SL à 1 m de la face avant. Cette puissance est de l'ordre de 1 W; elle peut atteindre 4 W.
On obtient des courbes de réponse de 20 Hz à 20 kHz, ±3 dB de 100 Hz à 20 kHz, distorsion totale à 1 kHz : <0,1 %. La variation de l'impédance en fonction de la fréquence doit être la plus régulière possible.

Casques stéréophoniques

Norme : D.I.N. 45500 T10.
Courbe de réponse amplitude/fréquence : 50 Hz - 12500 Hz avec les tolérances : 50 - 250 Hz : ±3,5 dB; 250 - 1000 Hz : ±2 dB; 1000 - 5000 Hz : ±3,5 dB; 5000 - 10000 : ±4,5 dB.
Écart entre les courbes de réponse de deux écouteurs d'un casque : ⩽2 dB entre 250 Hz et 8000 Hz.
Courbe d'impédance : en aucun cas le module de l'impédance ne doit être inférieur de plus de 30 % de la valeur nominale.
Niveau normal de pression acoustique : ⩾94 dB SL rapporté à 20 Pa.
Puissance nominale : ⩾100 mW.
Taux de distorsion harmonique totale : ⩽1 % de 100 Hz à 2000 Hz pour une pression acoustique de 94 dB SL.
Pression d'application sur la tête : ⩽5 N.

Caractéristiques actuelles

L'utilisation des casques se développe rapidement. Ils ont fait des progrès importants en ce qui concerne les bobines et les aimants permettant un meilleur rendement dans les graves et un taux de distorsion plus faible.
Certains modèles à infrarouge n'ont pas de fil de liaison.
Courbe de réponse : 25 Hz à 16 kHz.
Sensibilité pour 94 dB SL : 150 à 200 mV.
Impédance : 20 à 50 Ω.

2. PRISES ET BRANCHEMENTS

Prises normalisées

— **Prises D.I.N.** : D.I.N. 41524 prises d'entrée à 3 ou à 5 broches D.I.N. 41529 : prise de sortie haut-parleur jusqu'à 34 V de d.d.p. Branchements normalisés : D.I.N. 45594.
— **Prises U.S.A.** : Canon X.L.R., Amphenol Tuchel, C.I.N.C.H., ou le jack normalisé Ø 6,35 mm pour les entrées; en sortie on utilise surtout des bornes.

Les tableaux ci-dessous donnent les principaux branchements.
Diagrammes :

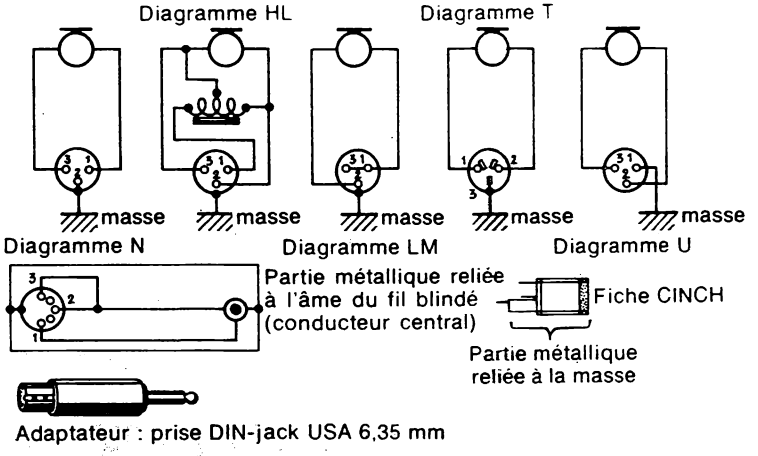
N : microphones à basse impédance entre 50 et 500 Ω à branchement symétrique.

HL : microphones avec transformateurs élévateurs : branchement basse impédance asymétrique entre 2 et 3; branchement haute impédance entre 2 et 1.

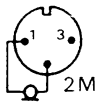
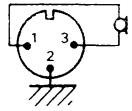
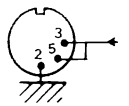
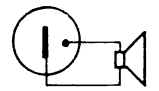
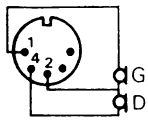
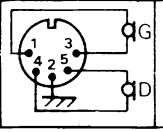
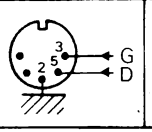
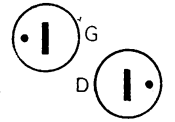
LM : branchement asymétrique des microphones à moyenne impédance entre 500 Ω et 5 kΩ entre 1 et 2; conforme également au branchement asymétrique des microphones à basse impédance entre 2 et 3.

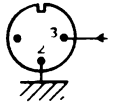
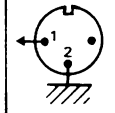
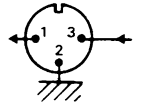
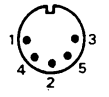
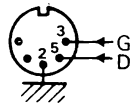
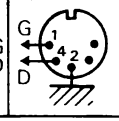
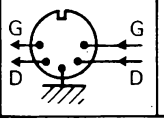
T : prise Amphenol Tuchel branchée selon D.I.N. pour microphone à basse impédance à liaison symétrique. 1—2 la masse est en 3.

U : branchement standard U.S.A. à prise Cannon X.L.R. masse 1, microphone entre 2 = phase positive du signal et 3 pour basse impédance à liaison symétrique.



Le tableau ci-dessous donne les branchements d'entrée des préamplificateurs et de sortie pour magnétophones et haut-parleurs, selon le standard D.I.N.

	Micro haute impédance	Micro basse impédance	Tourne-disque	Haut-parleur 41529
Mono				
Stéréo D : droite G : gauche				

	Magnétophone entrée (lecture)	Magnétophone sortie (enregistrement)	Magnétophone entrée combinée avec jack	
Mono				
Stéréo D : droite G : gauche				Les dessins représentent les prises femelles du côté extérieur

3. MONOPHONIE. STÉRÉOPHONIE

Monophonie

La monophonie c'est la transmission de l'information sonore avec une seule voie. L'orchestre est comprimé, l'information est ponctuelle, on ne peut replacer les instruments dans l'espace, même avec plusieurs haut-parleurs.

Stéréophonie

Les ondes sonores provenant de la même source parviennent aux deux oreilles avec, à la fois, une différence de temps et une différence d'intensité, c'est ce qui permet de localiser auditivement les sources sonores.

On capte l'énergie sonore avec deux microphones espacés l'un de l'autre. On prévoit deux chaînes d'amplification jusqu'aux haut-parleurs de façon à conserver la différence de temps et la différence d'intensité des ondes sonores ayant impressionné les deux microphones.
La sonorisation directe d'un orchestre sur une scène large s'effectue en stéréophonie.
L'enregistrement et la reproduction stéréophonique par un magnétophone est aisé au moyen de deux pistes magnétiques.
Pour les disques l'enregistrement doit être effectué sur le même sillon et la lecture par une pointe unique. On enregistre la modulation du canal de gauche sur le flanc intérieur du sillon (vers le centre) et celle du canal de droite sur le flanc extérieur. Ces flancs sont inclinés à 45° par rapport à l'axe de symétrie du sillon; ils sont donc à 90° l'un par rapport à l'autre. Le graveur triangulaire est sollicité par deux mouvements inclinés à 45° et perpendiculaires entre eux; il s'incline selon la composante des forces en présence.
Le sillon est irrégulier en largeur et en profondeur.
La pointe de lecture est sollicitée par ces deux mouvements perpendiculaires entre eux permettant la séparation des deux modulations. En pratique cette séparation est difficile à obtenir dans les graves pour lesquels l'effet stéréophonique est peu marqué; elle est comprise entre 25 et 30 dB à 1 000 Hz et pour les aigus.
Les disques actuels peuvent être lus, aussi bien avec des appareils monophoniques que stéréophoniques; ils sont compatibles. Les courbes de gravure et de lecture sont normalisées : N.F.C. 97 130 (courbes R.I.A.A.).
On a vu en N 10 le principe de l'émission radio F.M. en stéréophonie et sa réception.

4. LIAISON AMPLIFICATEUR - HAUT-PARLEUR

Liaison à basse impédance

Les amplificateurs à haute fidélité ont une sortie à basse impédance de 4 Ω, 8 Ω ou plus rarement 16 Ω. On branche directement un haut-parleur ou une enceinte de même puissance et de même impédance; ces deux points sont impératifs.
En effet, si l'impédance de charge est plus faible que celle de l'amplificateur, ce dernier est surchargé et les transistors de puissance sont détériorés. Il en est de même si la ligne se met en court-circuit, même un très court instant. C'est pourquoi il est important de choisir un amplificateur doté d'un circuit de protection électronique qui se déclenche avant que la surcharge ne devienne dangereuse.
D'autre part, une ligne à basse impédance ne peut être longue, car la résistance du câble intervient et provoque une perte de puissance appréciable. Sous 8 Ω, il ne faut pas dépasser 50 m de câble 20/10e bien isolé.

Liaison à haute impédance ou à tension constante

Pour les sonorisations, les amplificateurs de puissance sont dotés d'un transformateur de sortie. On dispose ainsi de prises à basse impédance et de prises à haute impédance ou à tension constante.
Les haut-parleurs sont équipés de transformateurs-adaptateurs et ils sont tous branchés en parallèle sur une ligne qui peut être longue. Les sorties à tension constante sont les plus employées. Les prises donnent une tension de 50 V, 70 V et 100 V, quelle que soit la puissance de l'amplificateur : $E = \sqrt{WZ}$.
Les haut-parleurs sont équipés d'un transformateur qui sous 100 V au primaire leur permettent de délivrer la puissance nominale.
L'adaptation des impédances est réalisée lorsque la somme des puissances nominales des haut-parleurs est égale à celle de l'amplificateur.
En aucun cas, on ne doit utiliser un amplificateur dont la puissance est inférieure à la puissance totale des haut-parleurs branchés sur la ligne, car il serait surchargé.
En pratique on ne fournit pas la puissance maximale à chacun des haut-parleurs, afin d'obtenir une meilleure qualité acoustique; c'est pourquoi la prise de 100 V est complétée par deux prises : 70 V et 50 V. La prise 70 V fournit à chaque haut-parleur la moitié de sa puissance nominale et la prise 50 V le quart tout en conservant une adaptation correcte.

5. GÉNÉRALITÉS SUR LES ENCEINTES ACOUSTIQUES

Une enceinte acoustique à haute-fidélité ne peut couvrir la totalité de la plage B.F. que si elle contient plusieurs haut-parleurs. On rencontre généralement :

— un haut-parleur électrodynamique à membrane de grande dimension pour les graves;
— un haut-parleur électrodynamique de préférence à dôme pour le médium;
— un haut-parleur à dôme ou à chambre de compression pour les aigus.

Il est donc nécessaire de prévoir un filtre de séparation, afin de diriger les fréquences du spectre sonore vers les haut-parleurs correspondants.

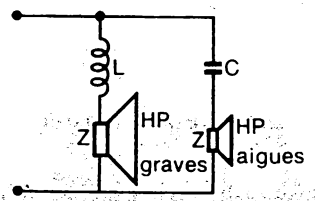
Filtres séparateurs

— **Filtre à deux voies, pente 6 dB/octave** pour enceinte à deux haut-parleurs : graves et médium/aigus :

F_0 = fréquence de coupure entre 500 et 1500 Hz :

$$L = \frac{159\,Z}{f_0}\ \text{mH},$$

$$C = \frac{159\,000}{f_0 \cdot Z}\ \mu\text{F},$$



Z = impédance de la ligne et de chacun des haut-parleurs.

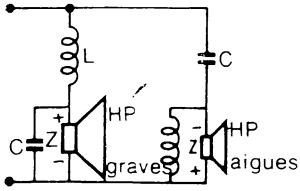
Le déphasage provoqué par un filtre à 6 dB/octave est de 90° à la fréquence de séparation. On le corrige en décalant de quelques centimètres le haut-parleur des aigus par rapport à celui des graves.

— Filtre à deux voies, pente 12 dB/octave.

La valeur des deux inductances et des deux capacités est égale à :

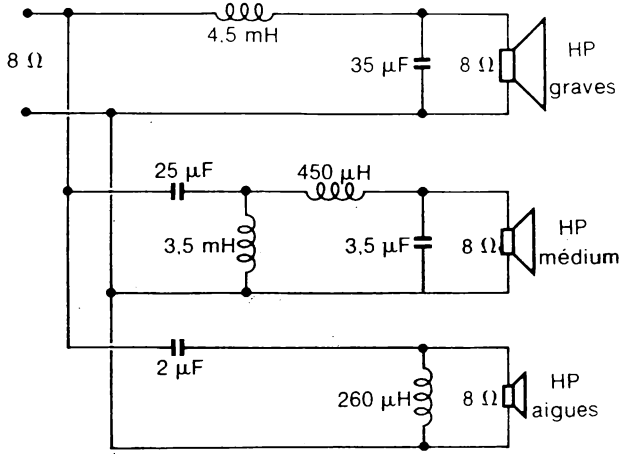
$$L = \frac{225\,Z}{f_0}\ \text{mH},$$

$$C = \frac{112\,000}{f_0 Z}\ \mu\text{F}.$$



Ce schéma provoque un déphasage de 180° à la fréquence de coupure. Il faut donc brancher les deux haut-parleurs en opposition de phase électrique, comme indiqué sur la figure. Cette pente, plus énergique, est préférable.

— Filtre à trois voies, pente 12 dB/octave.



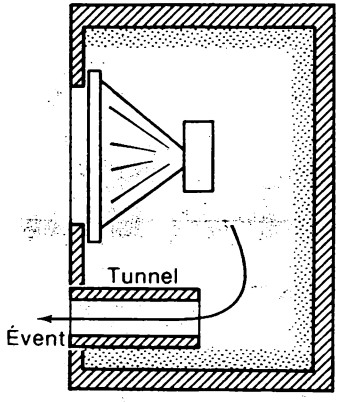
Fréquences de coupure : 400 Hz et 5 000 Hz.
Impédance : 8 Ω. Pour 4 Ω, il faut multiplier par deux les capacités et diviser par deux les inductances; pour 16 Ω c'est l'inverse.

Enceintes closes

Ce type d'enceinte acoustique est le plus répandu; il est très intéressant et ne nécessite pas de réglage. Sa réalisation est assez délicate; son étanchéité doit être absolue et ses résonances intérieures doivent être parfaitement amorties.
Le haut-parleur des graves doit avoir une fréquence de résonance très basse et une grande élongation de l'équipage mobile. Le volume de l'enceinte ne doit pas être trop réduit. C'est le volume qui conditionne le rendement dans les graves. Les limites sont environ : 200 Hz pour 5 dm^3, 160 Hz pour 10 dm^3, 120 Hz pour 15 dm^3, 90 Hz pour 25 dm^3, 60 Hz pour 50 dm^3 et 40 Hz pour 100 dm^3. Les parois du coffret doivent avoir entre 15 et 20 mm d'épaisseur, afin de ne pas vibrer.

Enceintes résonnantes à évent ou Bass-Reflex

Leur principe repose sur le résonateur de Helmholtz, lorsqu'une cavité communique avec l'atmosphère par une petite ouverture, il existe une fréquence pour laquelle la masse de l'air poussée au travers de l'évent entre en résonance avec les forces élastiques de l'air enfermé dans la cavité. On améliore le rendement du haut-parleur dans les graves en faisant résonner l'enceinte sur la fréquence de résonance du haut-parleur.
Ce type d'enceinte doit être bien calculé en fonction du haut-parleur prévu; elle doit être bien amortie avec de la laine de verre. Enfin, elle doit avoir un volume important. Avec un haut-parleur des graves de 30 cm, ayant une fréquence de résonance de 30 à 40 Hz, il faut construire une enceinte de 250 dm^3.
Les haut-parleurs du médium et des aigus sont placés dans une enceinte séparée, au-dessus de celle des graves.



Enceintes asservies

Ces enceintes closes sont équipées d'un haut-parleur pour les graves spécial; il comprend un capteur solidaire du cône sensible à ses accélérations. Les signaux produits sont renvoyés à l'entrée de l'amplificateur des graves et comparés avec les signaux initiaux. Les différences donnent naissance à un signal d'erreur qui permet de corriger les mouvements parasites de la membrane.
Le coffret contient : l'enceinte des graves et l'enceinte du médium et des aigus, ainsi que les amplificateurs de puissance, pour les graves asservis et pour le médium et les aigus. On obtient un ensemble de haute qualité qui est attaqué par un préamplificateur.

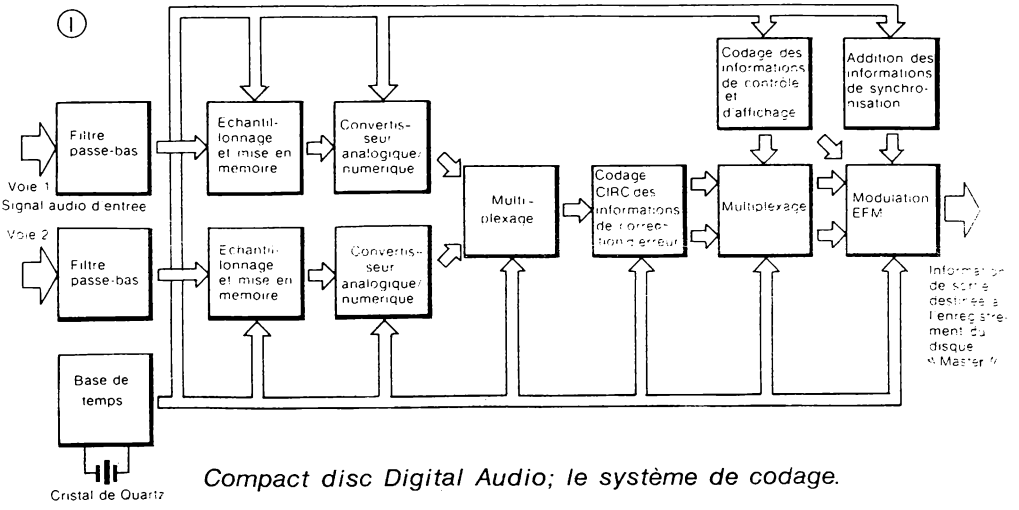
6. COMPACT DISC DIGITAL AUDIO

Principe du système de codage

Le codage du signal audio est donné sur la figure I. Le signal stéréophonique audio-analogique est tout d'abord filtré de façon à limiter la bande passante à 20 kHz. Puis, il est échantillonné par la base de temps accordée sur 44,1 kHz. On sait que la fréquence d'échantillonnage doit être, au moins, le double de celle maximale à transmettre.
Le convertisseur A/N a une quantification de 16 bits par voie; c'est-à-dire que chaque échantillon du signal est transformé en mots de 16 bits, ce qui donne une dynamique et un rapport signal/bruit très élevés ($>$90 dB).
Les deux voies sont multiplexées et le signal résultant est codé. On lui ajoute les signaux pour la synchronisation de la vitesse, au suivi de la piste, à la recherche automatique des séquences et à la correction des erreurs.
Ce dernier système CIRC permet de rectifier une erreur allant jusqu'à 3 500 bits, soit une longueur de piste de 2,4 mm. Au-delà, il peut compenser par interpolation une perte de 12 000 bits, soit 8,5 mm de piste.
Le flux d'informations est réparti en « structure » qui se décompose ainsi :

— un motif de synchronisation;
— un groupe de 8 bits pour le contrôle et l'affichage;
— 12 groupes de 16 bits correspondant au signal audio, les deux voies alternativement;
— 4 groupes de 16 bits pour la correction d'erreur.

Chaque groupe de 16 bits est séparé en deux paquets de 8 bits de façon à faciliter le traitement du signal.
Puis, afin d'éliminer les signaux parasites et les interférences, le flux d'origine est converti en un code complexe appelé EFM (modulation huit à quatorze). Les groupes de 8 bits reçoivent des bits supplémentaires qui les transforment en groupes de 14 bits. Le signal définitif est destiné à l'enregistrement du disque.



Compact disc Digital Audio; le système de codage.

Enregistrement du Compact disc

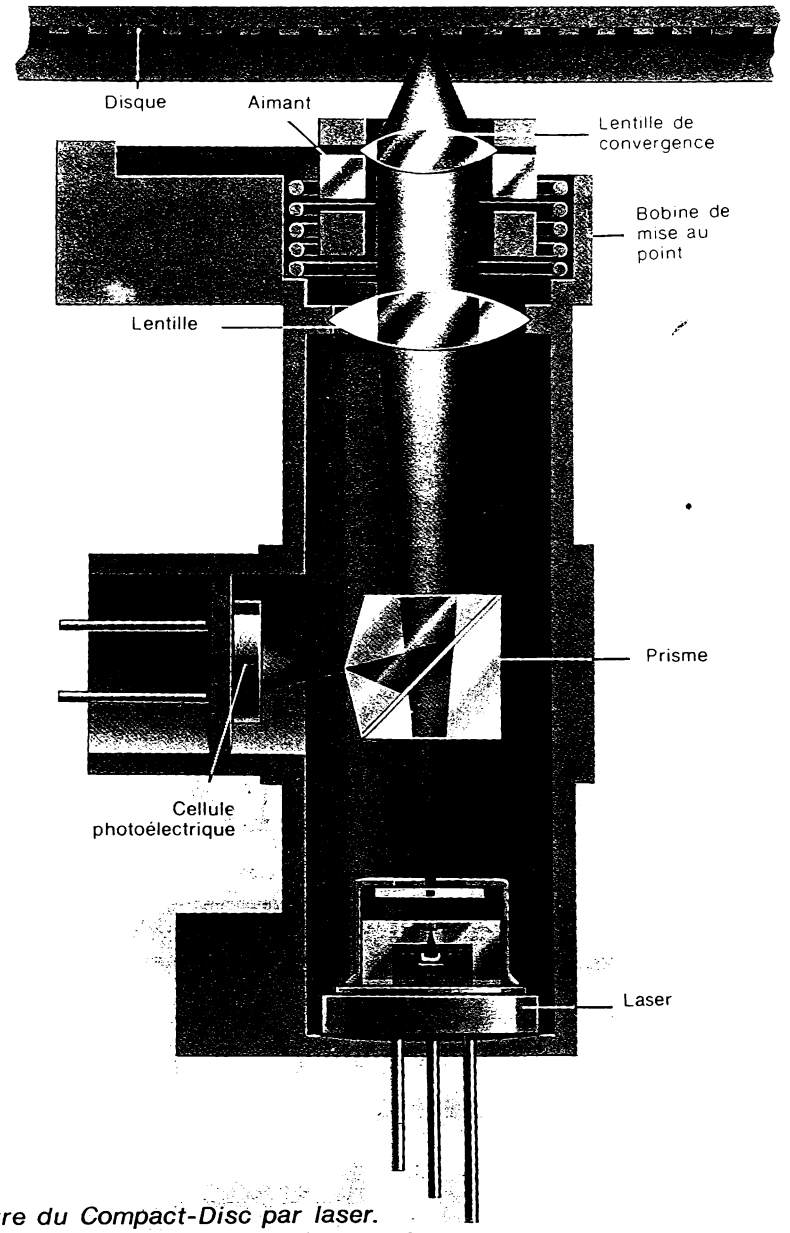
Les principales caractéristiques du Compact disc sont les suivantes :

— Diamètre : 120 mm, épaisseur : 1,2 mm, matière plastique transparente recouvrant une couche aluminisée réfléchissante simple face.
— Diamètre du trou central : 15 mm.
— Diamètre au départ du programme : 50 mm.
— Diamètre à la fin du programme : 116 mm.
— Sens de rotation (vu du côté de la lecture) : inverse des aiguilles d'une montre.
— Vitesse de lecture linéaire : 1,2-1,4 m/s, soit une vitesse de rotation de 500 tr/min au début du programme et 200 tr/min à la fin, synchronisée par le signal.
— Temps d'enregistrement : 60 mn en stéréo.
— Espacement des pistes : 1,6 µm.
— Gravure : succession de « trous » de 0,5 µm de largeur, 0,1 µm de profondeur et de 1 à 3 µm de longueur, en fonction de la fréquence du signal.

Le signal numérique définitif est enregistré sur une bande magnétique « Master ».

Un disque de verre est recouvert d'une couche photosensible de 0,1 µm d'épaisseur. Un faisceau laser, modulé par le signal fourni par la bande « Master », inscrit une succession de trous sur le disque. Les parties exposées sont développées et laissent apparaître la structure alvéolaire finale. Le disque est recouvert d'une fine pellicule d'argent. On obtient ainsi le « Père ». Il sert à fabriquer les matrices de pressage ou « Mères ».

Les disques sont réalisés par compression ou injection. La surface supportant l'information est recouverte d'une fine couche d'aluminium. Celle-ci est ensuite protégée par une couche plastique transparente. Ainsi, la gravure ne craint, ni les rayures, ni la poussière.



(II)

Lecture du Compact-Disc par laser.

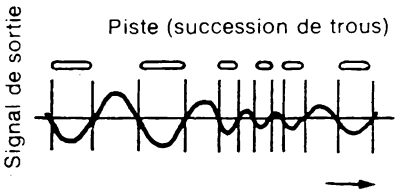
Lecture optique par faisceau laser

La figure page 363 donne le principe de la lecture laser. Le faisceau laser traverse en droite ligne la tête de lecture optique et produit un point lumineux de 1 µm de diamètre sur la couche réfléchissante du disque.
Cette tête est solidaire d'un bras asservi qui se déplace radialement par rapport au disque de l'intérieur vers l'extérieur. Un servo-système contrôle la position de la lentille convergente, assurant le maintien de la mise au point quel que soit le voilement ou l'excentricité du disque.
Le rayon lumineux après réflexion sur la couche métallique emprunte le même trajet que le rayon incident jusqu'à un prisme semi-réfléchissant qui renvoie une partie du flux lumineux sur une cellule photoélectrique.
Si le faisceau laser rencontre un « trou » sur le disque, le flux lumineux réfléchi est dispersé et son niveau diminue sur la photo-diode. L'alternance de « plats » et de « trous » sur la piste se traduit par un niveau haut suivi d'un niveau bas du signal électrique de sortie; c'est bien un signal numérique.

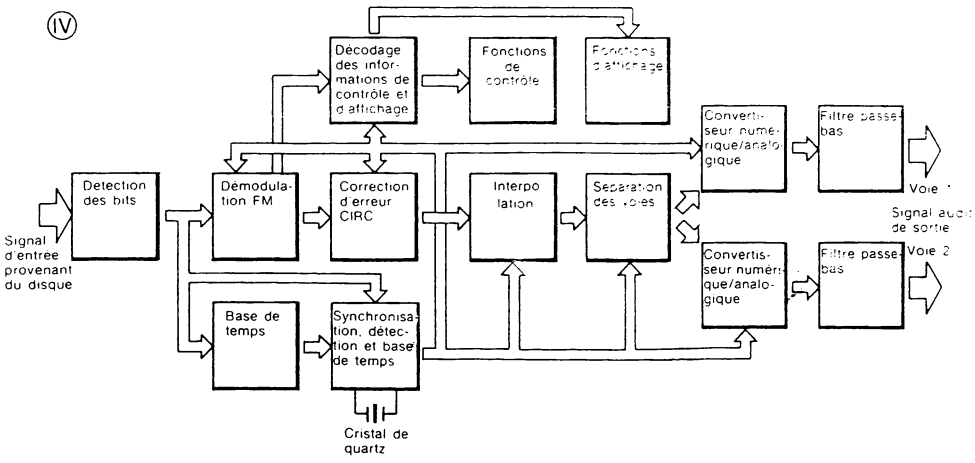
Décodage du signal

Il s'agit de reprendre en sens inverse les opérations de codage (figure IV).
Le signal d'entrée provenant du disque est codé EFM. Il y a lieu de rétablir le format 8 bits, grâce à une base de temps.
Le motif de synchronisation est dissocié de l'information musicale, il contrôle l'oscillateur local; il permet d'éliminer les petites erreurs dues, par exemple, à des irrégularités de la vitesse de rotation du disque.
La deuxième partie du décodage a trait au système de correction des erreurs.

(III)



Signal de modulation à la sortie de la cellule photoélectrique.



Système de décodage.

Dans la troisième étape, les mots correspondant à la voie droite et à la voie gauche sont démultiplexés. Ils sont reconvertis séparément en analogique et dirigés vers un préamplificateur classique.
La vitesse de lecture dépasse 4 millions de bits par seconde et nécessite des circuits intégrés LSI pour leur conversion en analogique.
Grâce aux multiples corrections, le système d'asservissement permet de rendre le pleurage et le scintillement complètement inaudibles.
Ainsi, on obtient les performances suivantes :

— Bande passante : 20-20 000 Hz.
— Dynamique : >90 dB.
— Rapport signal/bruit : >90 dB.
— Séparation des voies : >90 dB.
— Distorsion harmonique : <0,05 % à 1 kHz.

CLASSIFICATION PÉRIODIQUE DES ÉLÉMENTS

Colonnes ▶ Périodes ▼ Niveau ▼		I_A	II_A	III_A	IV_A	V_A	VI_A	VII_A	VIII (Transition)			I_B	II_B	III_B	IV_B	V_B	VI_B	VII_B	0
1^{re}	K	1 H 1 Hydrogène																	4 He 2 Hélium
2^{e}	L	7 Li 3 Lithium	9 Be 4 Béryllium											11 B 5 Bore	12 C 6 Carbone	14 N 7 Azote	16 O 8 Oxygène	19 F 9 Fluor	20 Ne 10 Néon
3^{e}	M	23 Na 11 Sodium	24 Mg 12 Magnésium											27 Al 13 Aluminium	28 Si 14 Silicium	31 P 15 Phosphore	32 S 16 Soufre	35 et 37 Cl 17 Chlore	40 Ar 18 Argon
4^{e}	N	39 K 19 Potasium	40 Ca 20 Calcium	45 Sc 21 Scandium	48 Ti 22 Titane	51 V 23 Vanadium	52 Cr 24 Chrome	55 Mn 25 Manganèse	56 Fe 26 Fer	59 Co 27 Cobalt	58 Ni 28 Nickel	63 Cu 29 Cuivre	65 Zn 30 Zinc	69 Ga 31 Gallium	74 Ge 32 Germanium	75 As 33 Arsenic	80 Se 34 Sélénium	79 Br 35 Brome	84 Kr 36 Krypton
5^{e}	O	85 Rb 37 Rubidium	88 Sr 38 Strontium	89 Y 39 Yttrium	90 Zr 40 Zirconium	93 Nb 41 Niobium	98 Mo 42 Molybdène	99 Tc 43 Technétium	102 Ru 44 Ruthénium	103 Rh 45 Rhodium	106 Pd 46 Palladium	107 Ag 47 Argent	114 Cd 48 Cadmium	115 In 49 Indium	120 Sn 50 Etain	121 Sb 51 Antimoine	126 Te 52 Tellure	127 I 53 Iode	131 Xe 54 Xénon

6e	P	133 Cs 55 Césium	138 Ba 56 Baryum	139 La(1) 57 Lanthane	180 Hf 72 Hafnium	181 Ta 73 Tantale	184 W 74 Tungstène	185 Re 75 Rhénium	192 Os 76 Osmium	193 Ir 77 Iridium	195 Pt 78 Platine	197 Au 79 Or	202 Hg 80 Mercure	205 Tl 81 Thallium	209 Pb 82 Plomb	209 Bi 83 Bismuth	210 Po 84 Polonium	218 At 85 Astate	222 Rn 86 Radon
7e	Q	223 Fr 87 Francium	226 Ra 88 Radium	227 Ac(2) 89 Actinium														

Lanthanides ou terres rares (1)	139 La 57 Lantane	140 Ce 58 Cérium	141 Pr 59 Praséodyme	144 Nd 60 Néodyme	147 Pm 61 Prométhium	152 Sm 62 Samarium	153 Eu 63 Europium	158 Gd 64 Gadolinium	159 Tb 65 Terbium	162 Dy 66 Dysprosium	165 Ho 67 Holmium	166 Er 68 Erbium	169 Tm 69 Thulium	174 Yb 70 Ytterbium	175 Lu 71 Lutécium
Actinides (2)	227 Ac 89 Actinium	232 Th 90 Thorium	231 Pa 91 Protactinium	238 U 92 Uranium	237 Np 93 Neptunium	239 Pu 94 Plutonium	243 Am 95 Américium	247 Cm 96 Curium	249 Bk 97 Berkélium	251 Cf 98 Californium	253 Es 99 Einsteinium	254 Fm 100 Fermium	256 Md 101 Mendélevium	254 No 102 Nobélium	257 Lw 103 Lawrencium

200 Ku 104	260 Ha 105	